

19.12.03

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

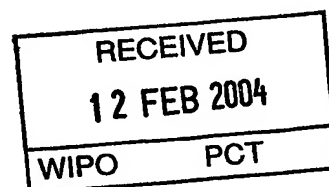
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 1 0 月 8 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 3 4 9 4 8 2
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 3 4 9 4 8 2]

出 願 人 ソニー株式会社
Applicant(s):

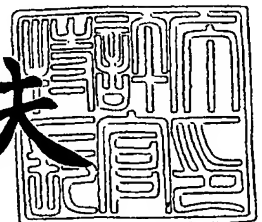


PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2 0 0 4 年 1 月 2 9 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



BEST AVAILABLE COPY

【書類名】 特許願
【整理番号】 0300061601
【提出日】 平成15年10月 8日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H02M 7/00
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都品川区東五反田 2 丁目 2 0 番 4 号 ソニー・ヒューマンキ
 ャピタル株式会社内
 安村 昌之
 【氏名】 安村 昌之
【特許出願人】
 【識別番号】 000002185
 【氏名又は名称】 ソニー株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100086841
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 脇 篤夫
【代理人】
 【識別番号】 100114122
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 鈴木 伸夫
【先の出願に基づく優先権主張】
 【出願番号】 特願2002-381226
 【出願日】 平成14年12月27日
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 014650
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1

【書類名】特許請求の範囲

【請求項1】

商用交流電源を入力して整流平滑電圧を生成するものとされ、入力される商用交流電源のレベルに応じて、商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する等倍電圧整流動作と、商用交流電源レベルの2倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する倍電圧整流動作とで切り換えが行われる整流平滑手段と、

上記整流平滑電圧を直流入力電圧として入力して動作するスイッチングコンバータ部を複数備え、

上記複数のスイッチングコンバータ部の各々は、

上記直流入力電圧を入力してスイッチング動作を行うものとされ、ハイサイドのスイッチング素子と、ローサイドのスイッチング素子とをハーフブリッジ結合して形成されるスイッチング手段と、

上記各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段と、

少なくとも、上記スイッチング手段のスイッチング動作により得られるスイッチング出力が供給される一次巻線と、該一次巻線に得られたスイッチング出力としての交番電圧が励起される二次巻線とを巻装して形成される絶縁コンバータトランスと、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記各ハーフブリッジ回路を形成する2つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記各スイッチング素子がターンオン及びターンオフするタイミングに応じてのみ電圧共振動作が得られる一次側部分電圧共振回路と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行うことで複数の二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

上記複数の二次側直流出力電圧のうち、所要の1つの二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御して、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、上記所要の1つの二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された周波数制御型定電圧制御手段と、

上記周波数制御型定電圧制御手段により定電圧制御される以外の、定電圧化を必要とする所要の二次側直流出力電圧ごとに対応して設けられるもので、制御巻線と被制御巻線が巻装された可飽和リアクトルとしての制御トランスの上記被制御巻線を、二次側直流出力電圧を生成するための二次側整流電流経路に挿入し、入力された二次側直流出力電圧レベルに応じて、制御巻線に流すべき制御電流レベルを可変して上記被制御巻線のインダクタンスを可変することで、この二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成されたインダクタンス制御型定電圧制御手段と、

所定の二次側直流出力電圧が立ち上がったときから所定時間経過したタイミングで、他の所定の二次側直流出力電圧を生成するための二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるように動作するスイッチ手段と、

力率を改善する力率改善回路とを備え、

上記力率改善回路は、上記一次側直列共振回路に対して直列に挿入される力率改善用一次巻線と、上記整流平滑手段として形成される整流電流経路に挿入される力率改善用二次巻線とを巻装し、これら力率改善用一次巻線と力率改善用二次巻線とが疎結合となるようにして構成される力率改善用トランスと、

上記整流電流経路の所要部位に挿入され、上記力率改善用一次巻線によって力率改善用二次巻線に励起された交番電圧に基づいてスイッチング動作を行うことで整流電流を断続する整流ダイオード素子と、を備えて形成される、

ことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】

スイッチングコンバータ部をそれぞれ異なる所定タイミングで起動させるためのものである、複数の起動制御信号がスイッチング電源回路の外部にて出力されており、

上記スイッチ手段は、特定の上記起動制御信号が入力されるのに応じて、上記二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるようにされている、

ことを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 3】

上記スイッチ手段は、

上記直流出力電圧生成手段により生成される複数の二次側直流出力電圧のうち、所定の 1 つの二次側直流出力電圧を入力し、この入力している二次側直流出力電圧が立ち上がったとされる時点から時定数回路によって得られる時間差を有して、上記二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるようにされている、

ことを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 4】

プラズマディスプレイ装置に対して備えられ、上記二次側直流出力電圧を、上記プラズマディスプレイ装置における所定の機能回路部に対して電源として供給するようにされている、

ことを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【書類名】明細書

【発明の名称】スイッチング電源回路

【技術分野】

【0001】

本発明は、力率改善のための回路を備えたスイッチング電源回路に関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、高周波の比較的大きな電流及び電圧に耐えることができるスイッチング素子の開発によって、商用電源を整流して所望の直流電圧を得る電源回路としては、大部分がスイッチング方式の電源回路になっている。

スイッチング電源回路はスイッチング周波数を高くすることによりトランスその他のデバイスを小型にすると共に、大電力のDC-DCコンバータとして各種の電子機器の電源として使用される。

【0003】

ところで、一般に商用電源を整流すると平滑回路に流れる電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す力率が損なわれるという問題が生じる。

また、歪み電流波形となることによって発生する高調波を抑圧するための対策が必要とされている。

【0004】

そこで、スイッチング電源回路において力率を改善する力率改善手段として、整流回路系においてPWM制御方式の昇圧型コンバータを設けて力率を1に近付ける、いわゆるアクティブフィルタを設ける方法が知られている（例えば特許文献1参照）。

【0005】

図8の回路図は、このようなアクティブフィルタの基本構成を示している。

この図においては、商用交流電源ACにブリッジ整流回路Diを接続している。このブリッジ整流回路Diの正極／負極ラインに対しては並列に出力コンデンサCoutが接続される。ブリッジ整流回路Diの整流出力が出力コンデンサCoutに供給されることで、出力コンデンサCoutの両端電圧として、直流電圧Voutが得られる。この直流電圧Voutは、例えば後段のDC-DCコンバータなどの負荷10に入力電圧として供給される。

【0006】

また、力率改善のための構成としては、図示するようにして、インダクタL、高速リカバリ型のダイオードD、抵抗Ri、スイッチング素子Q、及び乗算器11を備える。

インダクタL、ダイオードDは、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と、出力コンデンサCoutの正極端子との間に、直列に接続されて挿入される。

抵抗Riは、ブリッジ整流回路Diの負極出力端子（一次側アース）と出力コンデンサCoutの負極端子との間に挿入される。

また、スイッチング素子Q1は、この場合には、MOS-FETが選定されており、図示するようにして、インダクタLとダイオードDの接続点と、一次側アース間に挿入される。

【0007】

乗算器11に対しては、フィードフォワード回路として、電流検出ラインLI及び波形入力ラインLwが接続され、フィードバック回路として電圧検出ラインLVが接続される。

乗算器11は、電流検出ラインLIから入力される、ブリッジ整流回路Diの負極出力端子に流れる整流電流レベルを検出する。

また、波形入力ラインLwから入力される、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子の整流電圧波形を検出する。これは、即ち、商用交流電源AC（交流入力電圧）の波形を絶対値化して検出していることに相当する。

また、電圧検出ラインLVから入力される、出力コンデンサCoutの直流電圧Voutの変動差分を検出する。つまり、負荷10に入力すべき直流入力電圧の変動差分を検出する。

そして、乗算器11からは、スイッチング素子Qを駆動するためのドライブ信号が出力

される。

【0008】

電流検出ラインLIから乗算器11に対しては、ブリッジ整流回路Diの負極出力端子に流れる整流電流が入力される。乗算器11では、この電流検出ラインLIから入力された整流電流レベルを検出する。また、電圧検出ラインLVから入力される、出力コンデンサCoutの直流電圧Vout（直流入力電圧）の変動差分を検出する。また、波形入力ラインLwから入力される、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子の整流電圧波形を検出する。これは、即ち、商用交流電源AC（交流入力電圧）の波形を絶対値化して検出していることに相当する。

【0009】

乗算器11では、先ず、上記のようにして電流検出ラインLIから検出した整流電流レベルと、上記電圧検出ラインLVから検出した直流入力電圧の変動差分と乗算する。そして、この乗算結果と、波形入力ラインLwから検出した交流入力電圧の波形とによって、交流入力電圧VACと同一波形の電流指令値を生成する。

【0010】

さらに、この場合の乗算器11では、上記電流指令値と実際の交流入力電流レベル（電流検出ラインLIからの入力に基づいて検出される）を比較し、この差に応じてPWM信号についてPWM制御を行い、PWM信号に基づいたドライブ信号を生成する。スイッチング素子Qは、このドライブ信号によってスイッチング駆動される。この結果、交流入力電流は交流入力電圧と同一波形となるように制御されて、力率がほぼ1に近付くようにして力率改善が図られることになる。また、この場合には、乗算器11によって生成される電流指令値は、直流入力電圧（Vout）の変動差分に応じて振幅が変化するように制御されるため、直流入力電圧（Vout）の変動も抑制されることになる。

【0011】

図9（a）は、上記図8に示したアクティブフィルタ回路に入力される入力電圧Vin及び入力電流Iinを示している。電圧Vinは、ブリッジ整流回路Diの整流出力としての電圧波形に対応し、電流Iinは、ブリッジ整流回路Diの整流出力としての電流波形に対応する。ここで、電流Iinの波形は、ブリッジ整流回路Diの整流出力電圧（電圧Vin）と同じ導通角となっているが、これは、商用交流電源ACからブリッジ整流回路Diに流れる交流入力電流の波形も、この電流Iinと同じ導通角となっていることを示す。つまり、ほぼ1に近い力率が得られている。

【0012】

また、図9（b）は、出力コンデンサCoutに入出力するエネルギー（電力）Pchgの変化を示す。出力コンデンサCoutは、入力電圧Vinが高いときにエネルギーを蓄え、入力電圧Vinが低いときにエネルギーを放出して、出力電力の流れを維持する。

図9（c）は、上記出力コンデンサCoutに対する充放電電流Ichgの波形を示している。この充放電電流Ichgは、上記図9（b）の入出力エネルギーPchgの波形と同位相となっていることから分かるように、出力コンデンサCoutにおけるエネルギーPchgの蓄積／放出動作に対応して流れる電流である。

【0013】

上記充放電電流Ichgは、入力電流Vinとは異なり、交流ライン電圧（商用交流電源AC）の第2高調波とほぼ同一の波形となる。交流ライン電圧には、出力コンデンサCoutとの間のエネルギーの流れによって、図9（d）に示すようにして、第2高調波成分にリップル電圧Vdが生じる。このリップル電圧Vdは、無効なエネルギー保存のために、図9（c）に示す充放電電流Ichgに対して、90°の位相差を有する。出力コンデンサCoutの定格は、第2高調波のリップル電流と、その電流を変調するブースト・コンバータ・スイッチからの高周波リップル電流を処理することを考慮して決定するようにされる。

【0014】

また、図10には、図8の回路構成を基として、基本的なコントロール回路系を備えたアクティブフィルタの構成例を示している。なお、図8と同一とされる部分については同

一符号を付して説明を省略する。

ブリッジ整流回路 D_i の正極出力端子と、出力コンデンサ C_{out} の正極端子間には、スイッチングプリレギュレータ 15 が備えられる。このスイッチングプリレギュレータ 15 は、図 8 においては、スイッチング素子 Q 、インダクタ L 、及びダイオード D などにより形成される部位となる。

【0015】

そして、乗算器 11 を含むコントロール回路系は、他に、電圧誤差増幅器 12、除算器 13、二乗器 14 を備えて成る。

電圧誤差増幅器 12 では、出力コンデンサ C_{out} の直流電圧 V_{out} を、分圧抵抗 $R_{vo}-R_{vd}$ により分圧してオペアンプ 15 の非反転入力にする。オペアンプ 15 の反転入力には基準電圧 V_{ref} がされる。オペアンプ 15 では、基準電圧 V_{ref} に対する分圧された直流電圧 V_{out} の誤差に応じたレベルの電圧を、帰還抵抗 R_{vl} 、コンデンサ C_{vl} によって決定される増幅率により増幅して、誤差出力電圧 V_{vea} として除算器 13 にする。

【0016】

また、二乗器 14 には、いわゆるフィードフォワード電圧 V_{ff} がされる。このフィードフォワード電圧 V_{ff} は、入力電圧 V_{in} を平均化回路 16 (R_{f11} , R_{f12} , R_{f13} , C_{f11} , C_{f12}) により平均化した出力 (平均入力電圧) とされる。二乗器 14 では、このフィードフォワード電圧 V_{ff} を二乗して除算器 13 にする。

【0017】

除算器 13 では、電圧誤差増幅器 12 からの誤差出力電圧 V_{vea} について、二乗器 14 から出力された平均入力電圧の二乗値により除算を行い、この除算結果としての信号を乗算器 11 にする。

つまり、電圧ループは、二乗器 14、除算器 13、乗算器 11 の系から成るものとされる。そして、電圧誤差増幅器 12 から出力される誤差出力電圧 V_{vea} は、乗算器 11 で整流入力信号 I_{vac} により乗算される前の段階で、平均入力電圧 (V_{ff}) の二乗により除算されることになる。この回路によって、電圧ループの利得は、平均入力電圧 (V_{ff}) の二乗として変化することなく、一定に維持される。平均入力電圧 (V_{ff}) は、電圧ループ内において順方向に送られる開ループ補正の機能を有する。

【0018】

乗算器 11 には、上記除算器 13 により誤差出力電圧 V_{vea} を除算した出力と、抵抗 R_{vac} を介したブリッジ整流回路 D_i の正極出力端子 (整流出力ライン) の整流出力 (I_{ac}) がされる。ここでは、整流出力を電圧によるのではなく、電流 (I_{ac}) として示している。乗算器 11 では、これらの入力を乗算することによって、電流プログラミング信号 (乗算器出力信号) I_{mo} を生成して出力する。これは、図 8 にて説明した電流指令値に相当する。出力電圧 V_{out} は、この電流プログラミング信号の平均振幅を可変することで制御される。つまり、電流プログラミング信号の平均振幅の変化に応じた PWM 信号が生成され、この PWM 信号に基づいたドライブ信号によってスイッチング駆動が行われることによって、出力電圧 V_{out} のレベルをコントロールするものである。

したがって、電流プログラミング信号は、入力電圧と出力電圧を制御する平均振幅の波形を有する。なお、アクティブフィルタは、出力電圧 V_{out} のみではなく、入力電流 V_{in} も制御するようになっている。そして、フィードフォワード回路における電流ループは、整流ライン電圧によってプログラムされるということがいえるので、後段のコンバータ (負荷 10) への入力は抵抗性になる。

【0019】

図 11 は、上記図 10 に示した構成に基づくアクティブフィルタの後段に対して電流共振形コンバータを接続して成る電源回路の構成例を示している。この図に示す電源回路は、交流入力電圧 $V_{AC}=85V\sim288V$ に対応する。つまり、商用交流電源について AC 100V 系と AC 200V 系の両者の交流入力電圧に対応する、いわゆるワイドレンジ対応 (ワールドワイド仕様) とされている。また、対応可能な負荷電力としては 600W 以上とされている。また、電流共振形コンバータとしては、他励式のハーフブリッジ結合方

式による構成を採る。

【0020】

そして、この図11に示す電源回路は、近年において普及してきているプラズマディスプレイパネルを備えたテレビジョン受像機、モニタ装置などの表示装置に備えられる。つまり、図11に示す電源回路は、このようなプラズマディスプレイパネルを備える表示装置（プラズマディスプレイ装置）の内部回路のための動作電源を供給するものとされる。

【0021】

この場合の商用交流電源ACラインには、図示する接続態様により、2組のコモンモードチョークコイルCMC、CMCと、3組のアクロスコンデンサCLが接続されて、コモンモードノイズのためのラインノイズフィルタを形成する。

また、この場合には、電源を起動/停止するためのメインスイッチSWを商用交流電源ACラインに直列に挿入して示している。

【0022】

商用交流電源ACの正/負のラインに対しては、それぞれ、2組のブリッジ整流回路Di1, Di2の各正極入力端子と負極入力端子が共通に接続される。また、ブリッジ整流回路Di1, Di2の正極出力端子どうしと、負極出力端子（アース接地）どうしが接続されるようになっている。つまり、この場合には、商用交流電源ACに対して、2段のブリッジ整流回路が備えられていることになる。

【0023】

また、上記ブリッジ整流回路Di1, Di2の正極出力端子と負極出力端子（一次側アース）間には、1組のチョークコイルLNと、3組のフィルタコンデンサ（フィルムコンデンサ）CN, CN, CNを図示するようにして接続して成るノーマルモードノイズフィルタ4が接続される。

【0024】

上記ノーマルモードノイズフィルタ4の後段に対して、アクティブフィルタ回路8が備えられる。

このアクティブフィルタ回路8は、図10により説明した構成に基づいているものである。つまり、ブリッジ整流回路Di1, Di2から入力される整流出力についてスイッチングを行う、PWM制御方式の昇圧型コンバータを備える。このような昇圧型コンバータは、例えばスイッチング素子と、このスイッチング素子をPWM制御方式によって駆動するためのコントロール回路系を備えて形成される。

【0025】

また、この場合のようにして、例えば負荷電力 $P_o = 600\text{W}$ 以上の重負荷の条件に対応する場合には、スイッチング素子を複数設け、これらを並列接続することなどが行われる。重負荷時において、特に交流入力電圧VACが100V以下となる条件では、スイッチング素子に流れる電流が非常に高くなる。そこで、このようにして複数のスイッチング素子を並列接続することで、各スイッチング素子に流れるスイッチング電流のピークレベルは抑えられることになる。これによりアクティブフィルタ回路8としての信頼性が高められることとなる。

【0026】

また、コントロール回路系は、乗算器、除算器、誤差電圧増幅器、PWM制御回路、及びスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号を出力するドライブ回路等を備えて構成され、例えば1石のICとされる。図10に示した乗算器11、誤差電圧増幅器12、除算器13、及び二乗器14などに相当する回路部は、このコントロール回路系としてのIC内に搭載されていることになる。そして、このコントロール回路系としてのICに対して、図8及び図10にて説明したようにして、フィードバック回路系及びフィードフォワード回路系が接続され、これらの回路系からの帰還出力に基づいて、スイッチング素子をPWM制御によって駆動する。

【0027】

そして、上記構成によるアクティブフィルタ回路8内のスイッチング素子のスイッチン

グ駆動は、図8及び図10により説明したようにして、整流出力電流の導通角が、整流出力電圧波形とほぼ同等の導通角となるように、PWM制御に基づくドライブ信号によって行われる。整流出力電流の導通角が整流出力電圧波形とほぼ同等の導通角となるということは、即ち、商用交流電源ACから流入する交流入力電流の導通角が、交流入力電圧VACの波形とほぼ同じ導通角となることであり、結果的に、力率が1に近づくように制御されることになる。つまり、力率改善が図られる。実際においては、負荷電力 $P_o = 600\text{ W}$ 時において、力率 $PF = 0.995$ 程度となる特性が得られる。

【0028】

また、この図11に示すアクティブフィルタコントロール回路3によっては、整流平滑電圧 E_i （図10では、 V_{out} に相当する） $= 375\text{ V}$ の平均値について、交流入力電圧 $V_{AC} = 85\text{ V} \sim 288\text{ V}$ の範囲で定電圧化するようにも動作する。つまり、後段の電流共振コンバータには、交流入力電圧 $V_{AC} = 85\text{ V} \sim 264\text{ V}$ の変動範囲に関わらず、 375 V で安定化された直流入力電圧が供給されることとなる。

上記交流入力電圧 $V_{AC} = 85\text{ V} \sim 288\text{ V}$ の範囲は、商用交流電源AC100V系と200V系を連続的にカバーするものであり、従って、後段のスイッチングコンバータには、商用交流電源AC100V系と200V系とで、同じレベルで安定化された直流入力電圧（ E_i ）が供給されることとなる。つまり、図13に示す電源回路は、アクティブフィルタを備えることで、ワイドレンジ対応の電源回路としても構成されている。

【0029】

そして、この場合においては、アクティブフィルタ回路8の後段には、3本で1組とされる平滑コンデンサ C_{iA} 、 C_{iB} 、 C_{iC} が並列に接続されている。

上記平滑コンデンサ $[C_{iA}/C_{iB}/C_{iC}]$ の組は、図8、図10における出力コンデンサ C_{out} に相当する。従って、この場合においては、この並列接続された平滑コンデンサ $[C_{iA}/C_{iB}/C_{iC}]$ の組の両端電圧として整流平滑電圧 E_i が得られることになる。この整流平滑電圧 E_i が、後段の各コンバータ部201、202、203に対して直流入力電圧として供給される。そして、上記もしているように、この場合の平滑コンデンサ $[C_{iA}/C_{iB}/C_{iC}]$ の両端電圧（整流平滑電圧 E_i ）としては、 375 V で安定化されるものとなる。

【0030】

そして、この図に示す電源回路においては、前述したような重負荷の条件に対応するために、上記整流平滑電圧 E_i としての直流入力電圧を動作電源とする複数の複合共振形コンバータが備えられる。ここでの複合共振形コンバータとは、スイッチングコンバータの動作を共振形とするために備えられる共振回路に加えて、さらに一次側又は二次側に対して共振回路を付加し、これら複数の共振回路を1スイッチングコンバータ内において複合的に動作させる構成のスイッチングコンバータをいう。この図では、第1コンバータ部201、第2コンバータ部202、第3コンバータ部203の3つの複合共振形コンバータが設けられている。ここでの複合共振形コンバータは、以降説明するようにして、電流共振形コンバータに対して、一次側部分電圧共振回路を備えて形成される。

【0031】

例えば、第1コンバータ部201の構成としては、図示するようにして、2石のスイッチング素子Q1、Q2を備えて成る。この場合には、スイッチング素子Q1がハイサイドで、スイッチング素子Q2がローサイドとなるようにしてハーフブリッジ接続し、整流平滑電圧 E_i （直流入力電圧）に対して並列に接続している。つまり、ハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータとしての構成を採る。

【0032】

この場合の電流共振形コンバータは他励式とされ、これに対応して上記スイッチング素子Q1、Q2には、MOS-FETが用いられている。これらスイッチング素子Q1、Q2に対しては、それぞれ並列にクランプダイオードDD1、DD2が接続され、これによりスイッチング回路が形成される。これらクランプダイオードDD1、DD2は、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時における逆方向電流を流す経路を形成する。

【0033】

コントロール IC 2 は、電流共振形コンバータを他励式により駆動するための発振回路、制御回路、及び保護回路等を備えて構成されるもので、内部にバイポーラトランジスタを備えた汎用のアナログ IC (Integrated Circuit) とされる。

このコントロール IC 2 は、電源入力端子 Vcc に入力される直流電圧により動作する。この場合には、抵抗 R s を介して入力される整流平滑電圧 E i が電源入力端子 Vcc に入力されるようになっている。また、アース端子 E は一次側アースに直接接続される。

【0034】

そして、コントロール IC 2 においては、スイッチング素子に対してドライブ信号（ゲート電圧）を出力するための端子として、2 つのドライブ信号出力端子 VGH、VGL が備えられる。

ドライブ信号出力端子 VGH からは、ハイサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力され、ドライブ信号出力端子 VGL からは、ローサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力される。

そして、この場合には、ドライブ信号出力端子 VGH は、ハイサイドのスイッチング素子 Q1 のゲートと接続される。また、ドライブ信号出力端子 VGL は、ローサイドのスイッチング素子 Q2 のゲートと接続される。

これにより、ドライブ信号出力端子 VGH から出力されるハイサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q1 のゲートに対して印加され、ドライブ信号出力端子 VGL から出力されるローサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q2 のゲートに対して印加されることになる。

【0035】

コントロール IC 2 では、内部の発振回路により所要の周波数の発振信号を生成する。そして、コントロール IC 2 では、上記発振回路にて生成された発振信号を利用して、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号を生成する。ここで、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号は、互いに 180° の位相差を有する関係となるようにして生成される。そして、ハイサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子 VGH から出力し、ローサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子 VGL から出力するようにされる。

【0036】

このようなハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号が、スイッチング素子 Q1、Q2 に対してそれぞれ印加されることによって、ドライブ信号が H レベルとなる期間に応じては、スイッチング素子 Q1、Q2 のゲート電圧がゲート閾値以上となってオン状態となる。またドライブ信号が L レベルとなる期間では、ゲート電圧がゲート閾値以下となってオフ状態となる。これにより、スイッチング素子 Q1、Q2 は、交互にオン/オフとなるタイミングによって所要のスイッチング周波数によりスイッチング駆動されることになる。

【0037】

また、コントロール IC 2 の起動端子 Vt には、この図に示す電源回路が搭載される機器に備えられるマイクロコンピュータ（ここでは図示せず）から出力される立ち上げ信号 Vt1 が入力される。

コントロール IC 2 は、この立ち上げ信号が入力されたタイミングで起動して動作を開始するようになっている。つまり、ドライブ信号出力端子 VGH、及びドライブ信号出力端子 VGL からのドライブ信号出力を開始する。従って、第 1 コンバータ部 201 の動作開始タイミングは、コントロール IC 2 の立ち上げ信号 Vt1 の入力タイミングによって決定されることになる。

【0038】

絶縁コンバータトランス P I T-1 は、上記スイッチング素子 Q1、Q2 のスイッチング出力を一次側から二次側に伝送するために設けられる。

絶縁コンバータトランス P I T-1 の一次巻線 N1 の一方の端部は、一次側直列共振コ

ンデンサC1を介してスイッチング素子Q1, Q2の接続点(スイッチング出力点)に対して接続され、他方の端部は一次側アースに接続される。ここで、直列共振コンデンサC1は、自身のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンス(L1)とによって一次側直列共振回路を形成する。この一次側直列共振回路は、スイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力が供給されることで共振動作を生じるが、これによって、スイッチング素子Q1, Q2から成るスイッチング回路の動作を電流共振形とする。

【0039】

また、スイッチング素子Q2のドレインソース間に対しては、部分共振コンデンサCpが並列に接続される。この部分共振コンデンサCpのキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL1によっては並列共振回路(部分電圧共振回路)を形成する。そして、スイッチング素子Q1, Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

このように、この図に示す電源回路は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して他の共振回路が組み合わされた、複合共振形コンバータとしての形式を採っている。

【0040】

絶縁コンバータトランスPIT-1の二次側には二次巻線として、2組の二次巻線N2a, N2bが互いに独立するようにして巻装される。

この場合の二次巻線N2aに対しては、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、整流ダイオードDo1, Do2、及び平滑コンデンサCo1から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサCo1の両端電圧として二次側直流出力電圧Eo1が得られる。この二次側直流出力電圧Eo1は、図示しない負荷側に供給されるとともに、制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

【0041】

制御回路1では、入力される二次側直流出力電圧Eo1のレベルに応じてそのレベルが可変された電圧又は電流を制御出力としてコントロールIC2の制御入力端子Vcに供給する。コントロールIC2では、制御入力端子Vcに入力された制御出力に応じて、例えば発振信号の周波数を可変することで、ドライブ信号出力端子VGH, VGLから出力すべきドライブ信号の周波数を可変する。これにより、スイッチング素子Q1, Q2は、スイッチング周波数が可変制御されることになるが、このようにしてスイッチング周波数が可変されることによって、二次側直流出力電圧Eo1のレベルが一定となるように制御される。つまり、スイッチング周波数制御方式による安定化が行われる。

【0042】

また、この場合においては、二次側直流出力電圧Eo1を分岐して、二次側出力電圧Eo, Eo2を生成するように回路が形成されている。

二次側出力電圧Eoを生成する回路系は、MOS-FETによるスイッチング素子Q7、整流ダイオードDcn、高周波ノイズ除去用のチョークコイルL11、平滑コンデンサCo、及びPWM(Pulse Width Modulation)制御を実行する制御回路7を図示するようにして接続した、降圧形コンバータとして形成される。

スイッチング素子Q7は、制御回路7によってスイッチング駆動されることで、二次側出力電圧Eo1をスイッチングして交番出力を得る。この交番出力は、チョークコイルL11、整流ダイオードDcn及び平滑コンデンサCoから成る半波整流回路によって整流平滑化されることになって、平滑コンデンサCoの両端電圧として、二次側直流出力電圧Eoを生成する。

ここで、制御回路7は、二次側直流出力電圧Eoのレベルに応じて、PWM制御を実行する。これにより、スイッチング素子Q7は、二次側直流出力電圧Eoのレベルに応じて、スイッチング周波数は一定とされた上で、1スイッチング周期内のオン期間が可変されるようにしてスイッチング動作が制御される。これにより、二次側直流出力電圧Eoのレベルが一定となるように制御されることになる。つまり、二次側直流出力電圧Eoの安定化が図られる。

【0043】

二次側出力電圧 E_{o1} を生成する回路系としても、MOS-FET によるスイッチング素子 Q_8 、整流ダイオード D_{cn} 、チョークコイル L_{12} 、平滑コンデンサ C_{o2} 、及び制御回路 7 を、上記した二次側出力電圧 E_{o1} を生成する回路系と同様の態様により接続した、降圧形コンバータとして形成される。

従って、この場合にも、平滑コンデンサ C_{o2} の両端電圧としては、制御回路 7 の PWM 制御によって安定化された二次側直流出力電圧 E_{o1} が得られることになる。

【0044】

また、二次巻線 N_{2b} に対しては、ブリッジ整流回路 DBR 及び平滑コンデンサ C_{o3} から成る全波整流回路が形成されており、この全波整流回路の整流平滑動作によって、平滑コンデンサ C_{o3} の両端電圧として二次側直流出力電圧 E_{o3} を得るようにされている。

【0045】

第 2 コンバータ部 202 は、ハーフブリッジ結合されたスイッチング素子 Q_3 、 Q_4 、クランプダイオード DD_3 、 DD_4 、部分共振コンデンサ C_p 、コントロール IC 2、絶縁コンバータトランス $PIT-2$ の一次巻線 N_1 等を、上記第 1 コンバータ部 201 と同様の態様によって接続することで、電流共振形コンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採る。

また、第 2 コンバータ部 202 の二次側は、二次巻線 N_2 のセンタータップを二次側アースに接続したうえで、この二次巻線 N_2 に対して、図示するようにして、整流ダイオード Do_1 、 Do_2 、平滑コンデンサ C_{o4} 、 C_{o5} 、ノイズ除去用の抵抗 R_1 から成る両波整流回路が形成される。これにより、平滑コンデンサ C_{o5} の両端電圧として、二次側直流出力電圧 E_{o4} が生成される。

また、第 2 コンバータ部 202 においては、制御回路 7 が、平滑コンデンサ C_{o4} の両端に得られる二次側整流平滑電圧のレベルに基づいて、一次側コンバータのスイッチング周波数制御を実行する結果、二次側直流出力電圧 E_{o4} に対する安定化が図られるようにされている。

また、第 2 コンバータ部 202 において、コントロール IC 2 の起動端子 V_t に対しては、マイクロコンピュータから出力される立ち上げ信号 V_{t3} が入力される。

【0046】

また、第 3 コンバータ部 203 も、ハーフブリッジ結合されたスイッチング素子 Q_5 、 Q_6 、クランプダイオード DD_5 、 DD_6 、部分共振コンデンサ C_p 、コントロール IC 2、絶縁コンバータトランス $PIT-3$ （一次巻線 N_1 、二次巻線 N_2 、整流ダイオード Do_1 、 Do_2 、平滑コンデンサ C_{o6} 、 C_{o7} 、抵抗 R_2 を、第 2 コンバータ部 202 と同様の態様によって接続することで、電流共振形コンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採る。そして、この第 3 コンバータ部 203 においても、制御回路 7 によるスイッチング周波数制御によって安定化された二次側直流出力電圧 E_{o5} が得られる。

また、第 3 コンバータ部 203 のコントロール IC 2 の起動端子 V_t に対しては、マイクロコンピュータから出力される立ち上げ信号 V_{t2} が入力される。

【0047】

上記構成では、二次側から、6 つの二次側直流出力電圧 E_o 、 $E_{o1} \sim E_{o5}$ が得られることになるが、これら二次側直流出力電圧の用途、負荷仕様については、例えば下記のようにになっている。

E_o : ロジック電源、5 V / 6 A ~ 2 A

E_{o1} : アナログ IC ドライブ用電源、12 V / 0.4 A

E_{o2} : デジタル IC ドライブ用電源、3.3 V / 1.5 A

E_{o3} : 音声出力用電源、26 V / 1.3 A ~ 0.1 A

E_{o4} : データ電源、70 V / 2.5 A ~ 0.35 A

E_{o5} : 維持電源、200 V / 1.75 A ~ 0.1 A

そして、各コンバータ部が対応すべき最大負荷電力は、
第1コンバータ部201: 75W
第2コンバータ部202: 175W
第3コンバータ部203: 350W
であり、総合で600Wとなる。

また、上記したような各コンバータ部が対応すべき最大負荷電力に応じて、絶縁コンバータトランスについては、次のようにしてコアが選定される。

PIT-1: EER-35
PIT-2: EER-40
PIT-3: EER-42

また、降圧形コンバータにおけるチョークコイルL11, L12は、それぞれ、EE-25のフェライトコアである。

【0048】

上記図11に示したようにして、プラズマディスプレイ装置に備えられる電源回路としては、それぞれ異なる負荷条件に対応させた複数の二次側直流出力電圧 E_o , $E_{o1} \sim E_{o5}$ を出力するようにされている。また、特にプラズマディスプレイ装置においては、その回路構成の都合上、電源が起動して直流入力電圧（整流平滑電圧 E_i (375V)）が立ち上がったときに、各二次側直流出力電圧について、しかるべき順序で以て、順次立ち上がらせる必要がある。

具体的には、まず、ロジック電源である二次側直流出力電圧 E_o を立ち上がらせ、続いて、順次、維持電源である二次側直流出力電圧 E_{o5} 、データ電源である二次側直流出力電圧 E_{o4} を立ち上げるようにする。

【0049】

そこで、上記したような二次側直流出力電圧の立ち上げ順序とするために、マイクロコンピュータは、各コンバータ部（201, 202, 203）におけるコントロールIC2の起動端子 V_t に対して、立ち上げ信号 V_{t1} , V_{t2} , V_{t3} を出力して制御を行っている。この立ち上げ信号 V_{t1} , V_{t2} , V_{t3} による二次側直流出力電圧の立ち上げ順序の制御動作を、図12のタイミングチャートに示す。

【0050】

ここで、図11に示す電源回路は、いわゆるメイン電源の構成であり、ここにはスタンバイ電源は示していない。マイクロコンピュータは、このスタンバイ電源が供給されているからメイン電源が起動されていない状態でも、動作することが可能である。

そして、メイン電源である図11に示す回路を起動させるために、メインスイッチSWがオフからオンに切り換えられたとすると、商用交流電源ACが回路に投入されて整流平滑電圧 E_i が得られることになる。そして、この整流平滑電圧 E_i が規定レベル（例えば375V）にまで上昇したことがマイクロコンピュータによって検出されると、マイクロコンピュータは、時点 t_1 のタイミングで、立ち上げ信号 V_{t1} をLレベルからHレベルに切り換えて出力する。これにより、立ち上げ信号 V_{t1} が入力されている第1コンバータ部201のコントロールIC2は、時点 t_1 からスイッチング駆動動作を開始する。そして、これに応じて、第1コンバータ部201の二次側にて得られる二次側直流出力電圧 E_o は、時点 t_1 における0レベルから上昇を開始して或る時間が経過した時点で、規定のレベル（5V）にまで上昇する。そして、以降は、降圧形コンバータによる定電圧制御動作によって、この12Vで安定化された状態を維持する。

なお、確認のために述べておくと、同じ第1コンバータ部201にて生成される残りの二次側直流出力電圧 E_{o1} , E_{o2} , E_{o3} も、二次側直流出力電圧 E_o とほぼ同じタイミングで立ち上がることになる。

【0051】

そして、立ち上げ信号 V_{t2} は、上記のようにして、時点 t_1 から二次側直流出力電圧 E_{o1} が規定レベルに上昇して安定した後の、時点 t_2 において L レベルからレベルに切り換えて出力されるように設定されている。

これにより、第 3 コンバータ部 203 のコントロール IC が時点 t_2 において起動する。これに応じて、時点 t_2 以降においては、二次側直流出力電圧 E_{o5} が 0 レベルから上昇を開始して、或る時間を経過した時点で、規定レベル (200 V) で一定となるようにして立ち上がることになる。

【0052】

また、上記のように二次側直流出力電圧 E_{o5} が規定レベルで安定した状態となった後の時点 t_3 において、マイクロコンピュータは、立ち上げ信号 V_{t3} を L レベルから H レベルに切り換える。これに応じて、第 2 コンバータ部 202 のコントロール IC が時点 t_3 において起動し、時点 t_3 以降においては、二次側直流出力電圧 E_{o4} が 0 レベルから上昇を開始して、或る時間を経過した時点で、規定レベル (70 V) で一定となるようにして立ち上がる。

このようにして、図 11 に示す電源回路では、二次側直流出力電圧の立ち上がりタイミングをコントロールして、電源回路としての適切な起動動作を得るようにしている。

【0053】

【特許文献 1】特開平 6-327246 号公報 (図 11)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0054】

これまでの説明から分かるように、先行技術として図 11 に示した電源回路は、従来から知られている図 8 及び図 10 に示した構成を基本とするアクティブフィルタを実装して構成されている。また、図 11 に示す回路の場合には、アクティブフィルタの後段に対して、3 つの複合共振形コンバータを並列に接続している。さらには、第 1 コンバータ部 201 としての複合共振形コンバータには、二次側直流出力電圧 E_o 、 E_{o2} を得るための、降圧形コンバータが設けられる。

このような構成を採ることによって、力率改善を図っている。また、負荷電力 600 W 以上の条件の下で、商用交流電源 AC 100 V 系と AC 200 V 系とで動作する、いわゆるワイドレンジ対応としている。また、スイッチング制御方式による定電圧制御のための回路系と、二次側に設けられる所要数の降圧形コンバータとを組み合わせることによって、各二次側直流出力電圧の安定化を図っている。

【0055】

しかしながら、上記図 11 に示した構成による電源回路では次のような問題を有している。

図 11 に示す電源回路における電力変換効率としては、前段のアクティブフィルタに対応する AC-DC 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) と、後段の電流共振形コンバータ (第 1、第 2、第 3 コンバータ部 201, 202, 203) の DC-DC 電力変換効率 ($\eta_{DC \rightarrow DC}$) とを総合したものとなる。

【0056】

ここで、第 1、第 2、第 3 コンバータ部 201, 202, 203 における DC-DC 電力変換効率 ($\eta_{DC \rightarrow DC}$) は、95% 程度である。

また、アクティブフィルタにおける AC-DC 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) は、交流入力電圧 $V_{AC} = 100$ V 時では、93%、交流入力電圧 $V_{AC} = 230$ V 時では 95% となる。

従って、総合電力変換効率としては、交流入力電圧 $V_{AC} = 100$ V 時では、

$$93\% \times 95\% = 88.3\%$$

となる。また、交流入力電圧 $V_{AC} = 230$ V 時では、

$$95\% \times 95\% = 90.2\%$$

となる。

また、これに対応して、交流入力電力は、交流入力電圧 $V_{AC} = 100$ V 時では 679.

5 W、交流入力電力 230 V 時では、665。2 W となる。

つまり、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{ V}$ (AC 100 V 系) 時に対して、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ (AC 200 V 系) 時においては、アクティブフィルタ回路側における電力変換効率が低下して、総合効率が低下してしまう。

【0057】

また、図 11 に示す回路では、負荷電力 $P_o = 600\text{ W}$ 以上の条件のもとで、上記した電力変換効率の特性を下回ることが無いように、アクティブフィルタにおける AC-DC 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) については、例えば交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V} \sim 230\text{ V}$ の範囲で、94%~97% で維持されるように設計する必要がある。

また、アクティブフィルタ回路 8 内では、昇圧型コンバータとしてのスイッチング動作が行われるが、このスイッチング動作は、 dv/di , di/dt によるもので、ハードスイッチング動作であることから、ノイズの発生レベルが非常に大きい。また、アクティブフィルタの後段においては、3 組の複合共振形コンバータと 2 組の降圧形コンバータを備えているので、これらのスイッチングノイズも無視できない程度に大きなものとなる。特に、降圧形コンバータはハードスイッチング動作であるから、スイッチングノイズ発生量は多い。これに対して、複合共振形コンバータはソフトスイッチング動作であり、ハードスイッチングコンバータと比較すればスイッチングノイズは小さいが、この場合には 3 組備えられているので、それだけ全体としてのノイズ量は増加することになる。このようなことから、比較的重度のノイズ抑制対策が必要となる。

【0058】

そして、これらの必要性から、図 11 に示す電源回路としては、先ず商用交流電源 AC を整流する整流回路系において、ブリッジ整流回路 D_{i1} , D_{i2} の 2 組を備えている。

また、アクティブフィルタ回路 8 内には、複数組のパワーチョークコイルを備える必要がある。さらに、スイッチングのための半導体素子については、複数組のスイッチング素子 (トランジスタ、ダイオード等) を並列接続したうえで、これらが適正に駆動されるように駆動回路を付加する必要がある。そして、これらの半導体素子に対しては、大型の放熱板を取り付ける必要もある。

さらに、図 11 に示す回路では、商用交流電源 AC のラインに対して、2 組のコモンモードチョークコイルと、3 組のアクロスコンデンサによるラインノイズフィルタを形成している。つまり、2 段以上のラインノイズフィルタが必要となっている。

また、整流出力ラインに対しては、1 組のチョークコイル L_N と、3 組のフィルタコンデンサ C_N から成るノーマルモードノイズフィルタ 4 を設けている。さらに、アクティブフィルタ回路 8 内においては、スイッチング素子に対して、RC スナバ回路を設けるなどの必要性も出てくる。特に、図 11 の回路のように重負荷に対応する場合、RC スナバ回路を形成する抵抗は、セメント抵抗であり大型である。

このようにして、実際の回路としては、非常に多くの部品点数によるノイズ対策が必要であり、コストアップ及び電源回路基板の実装面積の大型化を招いている。

【0059】

さらに、図 11 に示すスイッチング電源回路では、3 種のスイッチングコンバータが混在しているということがいえる。つまり、アクティブフィルタ回路 8 における昇圧型コンバータ、第 1~第 3 コンバータ部 201~203 を形成する複合共振形コンバータ、第 1 コンバータ部 201 に付加される降圧形コンバータである。

この場合において、アクティブフィルタ回路 8 の昇圧型コンバータのスイッチング周波数は 50 KHz であるのに対して、第 1~第 3 コンバータ部 201~203 における複合共振形コンバータのスイッチング周波数は 70 KHz~150 KHz の範囲となっている。さらに、第 1 コンバータ部 201 における降圧形コンバータは、例えば 100 KHz のスイッチング周波数となる。

このようにして、各スイッチングコンバータにおけるスイッチング周波数が異なる場合においては、1 次側と二次側のアース電位が干渉しあって、電源回路としての動作が不安定になりやすいという問題も有している。

【0060】

また、図11に示す電源回路においては、複合共振形コンバータとして、コンバータ部201, 202, 203の3つを備えた構成を採っている。これについては、図12を参照して説明したように、この場合には、時点 t_1 , t_2 , t_3 の3段階で二次側直流出力電圧の立ち上げタイミングを制御しなければならないことに起因している。

つまり、立ち上げ信号は、コントロールIC2を起動させるためのもの（起動制御信号）として出力されるものである。従って、図12に示した時点 t_1 , t_2 , t_3 に対応した二次側直流出力電圧の立ち上げシーケンスを実現するためには、これに応じて、立ち上げた二次側直流出力電圧の立ち上げシーケンスを実現するためには、これに応じて、立ち上げ信号 V_{t1} , V_{t2} , V_{t3} によりそれぞれ起動する3つのコントロールICが必要であることになる。そこで、これら3つのコントロールIC2ごとに対応させて3つの複合共振形コンバータを備えることとし、要求される立ち上げシーケンスの順序に応じて、これら3つの複合共振形コンバータにより生成すべき二次側直流出力電圧を割り当てるようにしたものである。

【0061】

しかしながら、上記のようにして二次側直流出力電圧を順次立ち上げていく構成では、立ち上げ信号の数に応じたコントロールICが必要であることになり、従って、立ち上げ信号の数に応じたコンバータ部が必要となる。つまり、二次側直流出力電圧の立ち上げシーケンスの段階数が増加するのに応じて、コンバータ部の数も増加させる必要が生じるということを意味する。

これは、二次側直流出力電圧の立ち上げシーケンスの段階数の増加に対応させようとすると、そのためだけにコンバータ部の数が増加してしまい、結果、コントロールICや絶縁コンバータトランスPIT、スイッチング素子などをはじめとして、コンバータ部を構成する部品が必要以上に増加していくことになるという不都合を招く。このようなコンバータ部の数の増加は、電源回路基板の大型化、重量増加につながるため、好ましいことではない。また、コンバータ部が増加することで、一次側スイッチング素子のスイッチング損失もその分増加することになるので、電力変換効率的にも不利である。

【課題を解決するための手段】

【0062】

そこで本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成することとした。

つまり、本発明のスイッチング電源回路は、商用交流電源を入力して整流平滑電圧を生成するものとされ、入力される商用交流電源のレベルに応じて、商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの整流平滑電圧を生成する等倍電圧整流動作と、商用交流電源レベルの2倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する倍電圧整流動作とで切り換えが行われる整流平滑手段と、整流平滑電圧を直流入力電圧として入力して動作するスイッチングコンバータ部を複数備える。

そして、複数のスイッチングコンバータ部の各々は、直流入力電圧を入力してスイッチング動作を行うものとされ、ハイサイドのスイッチング素子と、ローサイドのスイッチング素子とをハーフブリッジ結合して形成されるスイッチング手段と、各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段を備える。

また、少なくとも、スイッチング手段のスイッチング動作により得られるスイッチング出力が供給される一次巻線と、この一次巻線に得られたスイッチング出力としての交番電圧が励起される二次巻線とを巻装して形成される絶縁コンバータトランスとを備える。

また、少なくとも、絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、各ハーフブリッジ回路を形成する2つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記各スイッチング素子がターンオン及びターンオフするタイミングに応じてのみ電圧共振動作が得られる一次側部分電圧

共振回路とを備える。

また、絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行うことで複数の二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段を備える。

また、複数の二次側直流出力電圧のうち、所要の1つの二次側直流出力電圧のレベルに応じてスイッチング駆動手段を制御して、スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、所要の1つの二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された周波数制御型定電圧制御手段を備える。

また、周波数制御型定電圧制御手段により定電圧制御される以外の、定電圧化を必要とする所要の二次側直流出力電圧ごとに対応して設けられるもので、制御巻線と被制御巻線が巻装された可飽和リアクトルとしての制御トランスの被制御巻線を、二次側直流出力電圧を生成するための二次側整流電流経路に挿入し、入力された二次側直流出力電圧レベルに応じて、制御巻線に流すべき制御電流レベルを可変して被制御巻線のインダクタンスを可変することで、この二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成されたインダクタンス制御型定電圧制御手段を備える。

また、所定の二次側直流出力電圧が立ち上がったとされるときから所定時間経過したタイミングで、他の所定の二次側直流出力電圧を生成するための二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるように動作するスイッチ手段を備える。

また、力率を改善する力率改善回路を備え、この力率改善回路は、一次側直列共振回路に対して直列に挿入される力率改善用一次巻線と、整流平滑手段として形成される整流電流経路に挿入される力率改善用二次巻線とを巻装し、これら力率改善用一次巻線と力率改善用二次巻線とが疎結合となるようにして構成される力率改善用トランスと、整流電流経路の所要部位に挿入され、力率改善用一次巻線によって力率改善用二次巻線に励起された交番電圧に基づいてスイッチング動作を行うことで整流電流を断続する整流ダイオード素子と、を備えて形成することとした。

【0063】

上記構成による本願発明のスイッチング電源回路は、重負荷の条件に対応するのにあたって、整流平滑電圧（直流入力電圧）を入力して動作するスイッチングコンバータ部を複数備えるようにされる。

そして、各スイッチングコンバータ部としては、ハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータに対して、部分電圧共振回路を組み合わせた構成を採っていることになる。

また、力率改善は、疎結合による力率改善用トランスによって、複合共振形コンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して、整流ダイオードにより整流電流を断続し、これにより交流入力電流の導通角を拡大して力率改善を図る構成が採られる。

そして、ワイドレンジ対応とするのにあたっては、整流平滑電圧（直流入力電圧）を生成する整流平滑手段について、商用交流電源レベルに応じて等倍電圧整流動作と倍電圧整流動作とで整流動作の切り換えが行われるように構成する。

これにより、例えば力率改善回路を備える電源回路としてワイドレンジ対応の構成とするのにあたっては、スイッチングコンバータへの直流入力電圧の安定化を図るアクティブフィルタを備える必要は無いこととなる。

また、スイッチ手段によっては、二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるようにされるが、この動作は、その二次側整流電流経路により生成される二次側直流出力電圧を0レベルの状態から規定レベルに立ち上げる動作となる。そして、この二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換える動作は、複数の二次側直流出力電圧のうちで、所定の二次側直流出力電圧が立ち上がったとされるときから所定時間経過したタイミングで行われるようにされる。つまり、複数の二次側直流出力電圧について、立ち上げタイミングをコントロールしながら、順次立ち上げていくことが可能とされる。

【発明の効果】

【0064】

このことから本発明は、力率改善機能を備えるワイドレンジ対応のスイッチング電源回路として、アクティブフィルタを備えない構成を採る。これにより、例えばアクティブフィルタによって力率改善を図る場合よりも電力変換効率が向上されるという効果を有することになる。

【0065】

また、本発明のスイッチング電源回路としては、アクティブフィルタを構成するための多数の部品素子が不要となる。また、電源回路を構成する電流共振形コンバータ、及び力率改善回路はソフトスイッチング動作であり、スイッチングノイズが大幅に低減されるから、ノイズフィルタを強化する必要もなくなる。

このために、先行技術と比較しては、部品点数が大幅に削減されることになって、電源回路サイズの小型／軽量化を図ることが可能となる。また、それだけコストダウンが図られることにもなる。

特に本発明によるスイッチング電源回路は、重負荷の条件に対応するものであるが、重負荷に対応するアクティブフィルタは、さらに多くの部品を必要とするから、本発明によりアクティブフィルタが省略されることによる、回路の小型軽量化とコストダウンの効果は、非常に有効なものとなる。

【0066】

さらには、アクティブフィルタが省略されたことで、一次側と二次側のアース電位の干渉が少なくなるので、アース電位が安定することとなって、信頼性が向上する。

【0067】

また、先行技術としては、複数の二次側直流出力電圧について規定される立ち上げシーケンスを実現するのに、各スイッチングコンバータ部のコントロール IC（スイッチング駆動手段）を立ち上げ信号により起動させる構成としていた。このために、二次側直流出力電圧を立ち上げるべき段階数、つまり、立ち上げ信号（起動制御信号）の数に応じたスイッチングコンバータ部を備える必要が生じていた。

これに対して本発明では、スイッチ手段を備えて、複数の二次側直流電圧について立ち上げタイミングをコントロールしながら順次立ち上げていくことを可能としている。これによって、二次側直流出力電圧を立ち上げるべき段階数に応じて数のスイッチングコンバータ部を備える必要はないこととなり、必要に応じて、スイッチングコンバータ部の数を従来よりも削減することができる。これによっても、部品素子数の削減と、これに伴う小型軽量化、及びコスト削減が図られるとともに、スイッチングコンバータ部の数が削減された分によるスイッチング損失の低減も図られることになる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0068】

図1は、本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路を搭載して構成される、プラズマディスプレイ装置の内部構成例について、電源部と機能回路部との関係により示している。

電源部と機能回路部との関係の観点からすると、図1に示す実施の形態としてのプラズマディスプレイ装置10は、スイッチング電源部11、プラズマディスプレイパネル部12、テレビジョン受像機能部13により構成されるものとして捉えることができる。

【0069】

スイッチング電源部11は、図示するようにして、商用交流電源ACを入力して後述するようにしてスイッチング動作を行うことで、プラズマディスプレイパネル部12及びテレビジョン受像機能部13のための動作電源として、所定の負荷条件に応じた直流電圧 E_0 、 E_{o1} 、 E_{o2} 、 E_{o3} 、 E_{o4} 、 E_{o5} を出力するようにされている。

ちなみに、このスイッチング電源部11は、図2、図6により後述する、本実施の形態としてのスイッチング電源回路に相当するものであり、直流電源電圧 E_0 、 E_{o1} 、 E_{o2} 、 E_{o3} 、 E_{o4} 、 E_{o5} は、実施の形態としてのスイッチング電源回路の二次側にて二次側直流出力電圧として得られるものである。従って、この図1に示すブロック構成は、後述する第1及び第2の実施の形態に対して共通な構成となる。

【0070】

プラズマディスプレイパネル部12は、プラズマディスプレイとしての表示デバイスを備えて画像表示を行うための部位とされる。

【0071】

プラズマディスプレイの表示原理としては、周知のようにして、例えば2枚のガラス基板を対向させることで形成して空間内にガスを封入したうえで、このガス内に対して電圧を印加して真空放電を起こさせる。これにより、ガラス基板の空間内においては、ガスが電離してプラズマ状態となり紫外線が放射される。ここで、ガラス基板間の空間内に蛍光体層を形成しておく、この蛍光体層では、上記紫外線が照射されることで、所定色の可視光を放射する。このような蛍光体としてR、G、Bの3色に対応するものを形成しておき、例えばマトリクス状に形成した表示セルごとに上記した放電発光現象が得られるようにすることで、カラー画像表示が可能となる。

【0072】

また、上記したようなプラズマディスプレイ装置を表示駆動する方式としては、サブフィールド方式が知られている。

サブフィールド方式は、1フィールドを、複数のサブフィールドに分割して、各サブフィールドごとに、表示セルの発光期間を制御することで、各表示セルの階調（輝度）を表現する駆動方式である。また、このようにして表示セルを発光駆動させるのにあたっては、各サブフィールド期間において、ライン走査を行うごとにデータ線を駆動して発光させるべき表示セルを設定した上で、サステインパルスの印加を行うようにされる。そして、この際、1画素を形成するR、G、Bの各表示セルの階調を制御することで、画面全体の階調バランスだけではなく、1画素ごとの色再現が行われることになる。つまり、カラー画像の表現が可能となる。

【0073】

そして、プラズマディスプレイ部12の内部構造例としては、上記表示セルが配置される表示パネル部と、サブフィールド方式による表示を行うために画像データに応じてデータ線を駆動するデータ駆動回路と、サステインパルスを印加するためのサステインパルス用駆動回路を備える。また、プラズマディスプレイ部12としての動作制御を実行する制御部から成る。この制御部は、プラズマディスプレイ部12における画像表示動作についての各種制御を実行する。例えば入力される画像データに応じてどのようなサブフィールドパターンとするのかを決定し、また、決定したサブフィールドパターンに基づいて、データ駆動回路及びサステインパルス用駆動回路の駆動動作を制御するようにもされる。また、周知のようにして、プラズマディスプレイ装置では、表示画像品質の向上や低消費電力化を目的として、PLE (Peak Luminance Enhancement) 制御という輝度制御を実行するようにされているが、このPLE制御のための演算処理なども実行するようにされる。

【0074】

この場合のプラズマディスプレイ装置10は、テレビジョン放送を受信表示するテレビジョン受像機としての機能も有している。つまり、受信した放送波から目的とするチャンネルを選局して映像信号／音声信号を復調する機能である。テレビジョン受像機能部13は、このための機能回路部である。

【0075】

そこで、テレビジョン受像機能部13としては、所定種類の放送波（例えば地上波であるとか、衛星放送であるとかの種別となる）を受信選局するチューナ（フロントエンド）と、チューナにより受信選局された信号から映像信号／音声信号を復調するデコーダ等を備えて構成されることになる。

テレビジョン受像機能部13において復調処理を行って得た映像信号は、映像信号データに変換したうえでプラズマディスプレイパネル部12に入力する。これにより、プラズマディスプレイパネル部12では、テレビジョン放送についての画像表示が行われることになる。また、復調された音声信号は、同じテレビジョン受像機能部13において備えられているとされる音声信号出力回路系に入力されることで、例えばスピーカなどから音声

として出力するようにされる。

【0076】

そして、この場合において、スイッチング電源部11からは、先にも説明したようにして、6つの直流電源電圧 E_o , E_{o1} , E_{o2} , E_{o3} , E_{o4} , E_{o5} が得られるが、これらの直流電圧は、次のような負荷条件に対応する電源電圧として利用される。

【0077】

まず、これら6つの直流電源電圧 E_o , E_{o1} , E_{o2} , E_{o3} , E_{o4} , E_{o5} のうち、プラズマディスプレイ部12に供給されているのは直流電源電圧 E_o , E_{o4} , E_{o5} となる。

直流電源電圧 E_o はロジック電源といわれているもので、プラズマディスプレイ部12における制御回路としてのICなどに供給されるべき電源となる。

また、直流電源電圧 E_{o4} はデータ電源といわれ、データ線を駆動するためのデータ線駆動回路のために供給されるべき電源である。

直流電圧 E_{o5} は、維持(サステイン)電源といわれるもので、前述したサステインパルスを出力させるための電源として用いられる。つまり、直流電圧 E_{o5} は、サステインパルス用駆動回路のために供給されるべき電源となる。

【0078】

そして、残る直流電源電圧 E_{o1} , E_{o2} , E_{o3} がテレビジョン受像機能部13に供給されることになるが、直流電源電圧 E_{o1} はアナログICドライブ用電源といわれ、例えばチューナなどを備えるIC(Integrated Circuit)などのための電源として供給されるものとなる。また、近年のテレビジョン受像機としては、例えば受信選局された信号の復調処理や各種の映像/音声信号処理について、デジタル信号処理により行うようになってきており、そのためのデジタルシグナルプロセッサなどのためのICを備える。テレビジョン受像機能部13としてもこのようなデジタルICを備えており、直流電源電圧 E_{o2} は、このデジタルICに供給すべき電源となる。つまり、デジタルICドライブ用電源となる。

直流電源電圧 E_{o3} は、音声出力用電源といわれ、音声信号を出力すべき音声出力回路系に供給すべき電源となる。

【0079】

図2は、上記図1に示したスイッチング電源部11に適用できるスイッチング電源回路として、本発明の第1の実施の形態となるスイッチング電源回路の構成例を示している。この図に示す電源回路は、先行技術として図11に示した回路と同様に、負荷電力 $P_o = 600\text{W}$ 以上に対応可能で、かつ、商用交流電源AC100V系とAC200V系とで動作するワイドレンジ対応としての構成を採る。

つまり、本実施の形態としてのプラズマディスプレイ装置10は、例えば我が国や米国などの商用交流電源AC100V系の地域と、欧州などのAC200V系の地域との、何れの地域においても動作が可能ないわゆるワールドワイド仕様とされる。また、プラズマディスプレイ装置全体の電力仕様としては、総合で600W以上とされる。

【0080】

この図1に示す電源回路においては、商用交流電源ACに対して、1組のコモンモードチョークコイルCMCと、2組のアクロスコンデンサCLから成るラインノイズフィルタが備えられる。つまり、この場合には、コモンモードノイズを除去するラインノイズフィルタとしては1段のみが設けられる。

【0081】

また、このラインノイズフィルタの後段における商用交流電源ACの正/負の各ラインに対しては、それぞれチョークコイルLN, LNが直列に挿入される。そして、チョークコイルLN, LNと、ブリッジ整流回路Diの正極入力端子/負極入力端子との接続点間に対して、2本の並列接続されたフィルタコンデンサCN/CNが接続される。

これらチョークコイルLN, LN及びフィルタコンデンサCN/CNによっては、ノーマルモードノイズフィルタ4が形成され、商用交流電源の整流電流経路に発生するノーマルモードノイズを抑制する。このノーマルモードノイズフィルタ4は、力率改善回路3の一部となる。

【0082】

そして、本実施の形態の電源回路では、商用交流電源ACに対して、整流回路系を含んで形成される力率改善回路3が接続される構成を採る。この力率改善回路3は、図示するようにして、ブリッジ整流回路Di、平滑コンデンサCi1、Ci1、Ci2、Ci2、フィルタコンデンサCN/CN、及び疎結合トランス（力率改善用トランス）VFT-1、VFT-2を備えて形成される。疎結合トランスVFT-1は、第1コンバータ部101に対応して備えられ、疎結合トランスVFT-2は、第2コンバータ部102に対応して備えられる。

【0083】

ブリッジ整流回路Diの正極入力端子は、疎結合トランスVFT-1、VFT-2の各二次巻線N12の並列接続回路を介して、商用交流電源ACの正極ラインと接続される。また、ブリッジ整流回路Diの負極入力端子は、商用交流電源ACの負極ラインと接続される。

ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、平滑コンデンサCi1、Ci1、Ci2、Ci2から成る平滑回路の正極側に接続される。また、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、一次側アースと接続される。

【0084】

この場合、平滑コンデンサCi1、Ci1、Ci2、Ci2から成る平滑回路としては次のようにして形成されている。つまり、2組の平滑コンデンサCi1-Ci2の直列接続回路を並列に接続しているものである。

そして、並列接続関係にある平滑コンデンサCi1//Ci1の各正極端子は、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と接続される。また、平滑コンデンサCi1//Ci1の負極端子と、平滑コンデンサCi2//Ci2の正極端子との接続点は、リレースイッチSを介して、ブリッジ整流回路Diの負極入力端子に対して接続される。このリレースイッチSは、整流回路切換モジュール5に接続されたリレーRLの駆動状態に応じて、オン/オフされる。

【0085】

整流回路切換モジュール5は、リレーRLを駆動することで、上記のようにして形成される整流回路系の動作をAC100V系とAC200V系とで切り換えるために設けられる。このために、検出端子T11には、商用交流電源ACを、ダイオードD10及びコンデンサC10により半波整流して得た直流電圧が、検出電圧として入力されるようになっている。検出端子T11から入力される直流電圧レベルは、商用交流電源AC（交流入力電圧VAC）のレベルに応じた変化を示す。つまり、整流回路切換モジュール5は、整流平滑電圧Eiのレベルを検出することで、商用交流電源ACのレベルを検出するようになっている。

また、リレー駆動端子T12、T13間に対してはリレーRLが接続される。なお、リレーRLは、自身の導通状態に応じて、リレースイッチSをオン/オフ制御する。なお、ここでは、リレーRLが導通状態ではリレースイッチSがオン、リレーRLが非導通状態ではリレースイッチSがオフとなるようにされている。

また、端子T15は、整流回路切換モジュール5のアースラインを一次側アースに接地させるための端子である。

【0086】

上記した構成による整流回路系の切り換え動作は次のようになる。

整流回路切換モジュール5では、検出端子T11に入力される交流入力電圧VACのレベルと所定の基準電圧とを比較する。検出端子T11に入力される電圧レベルは、交流入力電圧VAC=150V以上であるときには上記基準電圧以上となり、交流入力電圧VACが150V以下であるときには上記基準電圧以下となる。つまり、基準電圧は、交流入力電圧VAC=150Vに対応したレベルとなっている。

そして、整流回路切換モジュール5では、入力された直流電圧のレベルが基準電圧以下であるときには、リレーRLをオンとし、基準電圧以上であるときには、リレーRLをオ

フとするように駆動する。

【0087】

ここで、例えばAC200V系であるのに対応して、交流入力電圧 $V_{AC}=150V$ 以上に対応するレベルが入力されたとする。

この場合には、検出端子T11に入力される電圧レベルが基準電圧以上となるので、整流回路切換モジュール5は、リレーRLをオフとする。これに応じて、リレースイッチS1もオフ（オープン）となる。

リレースイッチS1がオフの状態では、交流入力電圧 V_{AC} が正／負となる各期間において、交流入力電圧 V_{AC} をブリッジ整流回路Diにより整流して、2組の直列接続された平滑コンデンサ $[C_{i1}-C_{i2}]/[C_{i1}-C_{i2}]$ の並列回路に整流電流を充電する動作が得られる。これは、通常のブリッジ整流回路を備えた全波整流回路による整流動作となる。これにより、平滑コンデンサ $[C_{i1}-C_{i2}]/[C_{i1}-C_{i2}]$ から成る平滑回路の両端電圧として、交流入力電圧 V_{AC} の等倍に対応する整流平滑電圧 E_i が得られる。

【0088】

これに対して、AC100V系であるのに対応して、交流入力電圧 $V_{AC}=150V$ 以下に対応するレベルの整流平滑電圧 E_i が発生したとする。

この場合には、検出端子T11に入力される電圧レベルが上記基準電圧以下となつて、整流回路切換モジュール5はリレーRLをオンとするので、リレースイッチS1はオン（クローズ）となるように制御される。

リレースイッチS1がオンの状態では、交流入力電圧 V_{AC} が正の期間では、ブリッジ整流回路Diによる整流出力が、平滑コンデンサ C_{i1}/C_{i1} の並列接続回路のみに充電される整流電流経路が形成される。一方、交流入力電圧 V_{AC} が負の期間では、ブリッジ整流回路Diによる整流出力が、平滑コンデンサ C_{i2}/C_{i2} の並列接続回路のみに充電される整流電流経路が形成される。

このようにして整流動作が行われる結果、平滑コンデンサ C_{i1}/C_{i1} , C_{i2}/C_{i2} の各並列接続回路の両端電圧として、交流入力電圧 V_{AC} の等倍に対応したレベルが生じることになる。従つて、平滑コンデンサ C_{i1}/C_{i1} , C_{i2}/C_{i2} の各並列接続回路を直列に接続した、平滑回路全体としての両端電圧である整流平滑電圧 E_i としては、交流入力電圧 V_{AC} の2倍に対応するレベルが得られる。つまり、いわゆる倍電圧整流回路が形成されるものである。

【0089】

このようにして、図2に示す回路では、商用交流電源AC100V系の場合には、倍電圧整流動作により、交流入力電圧 V_{AC} の2倍に対応する整流平滑電圧 E_i を生成し、商用交流電源AC200V系の場合には、例えば全波整流回路による等倍電圧整流動作によつて、交流入力電圧 V_{AC} の等倍に対応する整流平滑電圧 E_i を生成する。つまり、商用交流電源AC100V系の場合と、AC200V系の場合とで、結果的に同等レベルの整流平滑電圧 E_i が得られるようにしており、これによつて、ワイドレンジ対応としているものである。そして、この整流平滑電圧 E_i は、後段のスイッチングコンバータに対して、直流入力電圧として入力される。

なお、単に倍電圧整流動作と全波整流動作の切り換えを行うのであれば、例えば1組の平滑コンデンサ $C_{i1}-C_{i2}$ の並列接続回路によつても可能である。

本実施の形態において、この平滑コンデンサ $C_{i1}-C_{i2}$ の並列接続回路を2組並列に接続しているのは、本実施の形態の電源回路が負荷電力 $P_o=600W$ 以上という重負荷の条件に対応することによる。重負荷の条件になるほど、整流回路系において平滑回路を形成するコンデンサに流入する電流は増加する。そこで、本実施の形態のようにして、平滑コンデンサを並列接続すれば平滑コンデンサに流れる整流電流は分岐することになる。つまり、1つの平滑コンデンサに流れる電流レベルが抑制されることとなつて、平滑コンデンサにかかる負担が軽減される。

なお、このような整流回路系を含んで形成される本実施の形態の力率改善回路3による力率改善動作については後述する。

【0090】

図2に示す回路において、上記した平滑回路（平滑コンデンサ $[C_{i1}-C_{i2}]/[C_{i1}-C_{i2}]$ ）の両端電圧として得られる直流入力電圧（整流平滑電圧 E_i ）を入力して動作するスイッチングコンバータとしては、図示するようにして第1コンバータ部101、第2コンバータ部102の2つが備えられる。これら第1コンバータ部101、第2コンバータ部102は、直流入力電圧（整流平滑電圧 E_i ）に対して並列となるようにして接続される。

また、これら第1コンバータ部101、第2コンバータ部102は、それぞれ他励式のハーフブリッジ方式による電流共振形コンバータに対して、一次側部分電圧共振回路を備えた複合共振形コンバータとしての構成を採る。また、第1コンバータ部101、第2コンバータ部102は、それぞれ、電圧帰還方式による力率改善回路3を形成する疎結合トランスVFT-1、VFT-2を備えることで力率改善を図るようにも構成される。

【0091】

ここで、第1コンバータ部101の構成について説明する。

この第1コンバータ部101は、上記もしているように、電流共振形コンバータとしての基本構成を採る。そして、ここでは、図示するようにして、MOS-FETによる2本のスイッチング素子Q1（ハイサイド）、Q2（ローサイド）をハーフブリッジ結合により接続している。このスイッチング素子Q1、Q2のハーフブリッジ結合による回路は、整流平滑電圧 E_i に対して並列に接続される。

また、スイッチング素子Q1、Q2の各ドレイン-ソース間に対しては、図示する方向により、それぞれダンパーダイオードDD1、DD2を並列に接続している。

【0092】

また、スイッチング素子Q2のドレイン-ソース間に対しては、部分共振コンデンサ C_p が並列に接続される。この部分共振コンデンサ C_p のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL1によっては並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

【0093】

コントロールIC2は、電流共振形コンバータを他励式により駆動するための発振回路、制御回路、及び保護回路等を備えて構成されるもので、内部にバイポーラトランジスタを備えた汎用のアナログIC(Integrated Circuit)とされる。このコントロールIC2は、電源入力端子Vccに輸入される直流電圧により動作する。この場合には、整流平滑電圧 E_i が抵抗 R_s を介して電源入力端子Vccに輸入されている。

また、このコントロールIC2は、アース端子Eにより一次側アースに接地させるようになっている。

【0094】

そして、コントロールIC2においては、スイッチング素子に対してドライブ信号（ゲート電圧）を出力するための端子として、2つのドライブ信号出力端子VGH、VGLが備えられる。

ドライブ信号出力端子VGHからは、ハイサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力され、ドライブ信号出力端子VGLからは、ローサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力される。

そして、この場合には、ドライブ信号出力端子VGHから出力されるドライブ信号は、ハイサイドのスイッチング素子Q1のゲートに印加される。また、ドライブ信号出力端子VGLから出力されるドライブ信号は、ローサイドのスイッチング素子Q2のゲートに印加される。

【0095】

また、この図では図示を省略しているが、コントロールIC2に対しては、外付けの回路として、1組のブートストラップ回路が備えられる。このブートストラップ回路によりドライブ信号出力端子VGHから出力されるハイサイド用のドライブ信号は、ハイサイドの

スイッチング素子Q1を適正にドライブ可能なレベルとなるように、レベルシフトされる。

【0096】

コントロールIC2では、内部の発振回路により所要の周波数の発振信号を生成する。なお、この発振回路は、後述するようにして制御回路1から端子Vcに入力される制御出力のレベルに応じて、発振信号の周波数を可変するようにされている。

そして、コントロールIC2では、上記発振回路にて生成された発振信号を利用して、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号を生成する。そして、ハイサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子VGHから出力し、ローサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子VGLから出力するようにされる。

【0097】

上記説明によると、スイッチング素子Q1に対しては、ドライブ信号出力端子VGHから出力されるハイサイド用のドライブ信号が印加される。これによって、スイッチング素子Q1のゲートソース間電圧VGH1としては、このハイサイド用のドライブ信号に対応した波形が得られることになる。

つまり、図3(a)に示すようにして、1スイッチング周期内において、正極性による矩形波のパルスが発生する期間と、0Vとなる期間が得られることになる。

そして、この図3(a)に示されるゲートソース間電圧VGH1によって、スイッチング素子Q1は、まず、1スイッチング周期内において、正極性の矩形波パルスが得られるタイミングでオン状態となるようにされる。つまり、スイッチング素子Q1がオンとなるには、ゲート閾値電圧(≒5V)以上の適切なレベルの電圧が印加されることが必要である。上記正極性のパルスとしてのゲートソース間電圧VGH1は10Vとなるように設定されているから、この正極性のパルスが印加される期間に対応してオンとなる状態が得られることになる。そして、ゲートソース間電圧VGH1が0Vでゲート閾値電圧以下となると、オフ状態に切り換わることになる。このようなタイミングにより、スイッチング素子Q1は、オン/オフするようにしてスイッチング動作を行うことになる。

【0098】

一方、スイッチング素子Q2に対しては、ドライブ信号出力端子VGLから出力されるローサイド用のドライブ信号が印加されるようになっていく。このドライブ信号に応じて、図3(b)に示す波形によるスイッチング素子Q2のゲートソース間電圧VGL1が得られる。

つまり、ゲートソース間電圧VGL1は、図3(a)に示したスイッチング素子Q1のゲートソース間電圧VGH1と同じ波形とされたうえで、タイミングとしては、ゲートソース間電圧VGH1に対して180°の位相差を有した波形が得られているものである。このことから、スイッチング素子Q2は、スイッチング素子Q1と交互にオン/オフするタイミングによりスイッチング駆動されることになる。

また、図3(a)(b)によると、スイッチング素子Q1がターンオフしてスイッチング素子Q2がターンオンするまでの間と、スイッチング素子Q2がターンオフして、スイッチング素子Q1がターンオンするまでの間には期間tdが形成されるようになっていく。

【0099】

この期間tdは、スイッチング素子Q1、Q2が共にオフとなるデッドタイムである。このデッドタイムとしての期間tdは、部分電圧共振動作として、スイッチング素子Q1、Q2がターンオン/ターンオフするタイミングでの短時間において、部分共振コンデンサCpにおける充放電の動作が確実に得られるようにすることを目的として形成している。そして、このような期間tdとしての時間長は、例えばコントロールIC2側で設定することができるようになっており、コントロールIC2では、設定された時間長による期間tdが形成されるように、ドライブ信号出力端子VGH、VGLから出力すべきドライブ信号についてのパルス幅のデューティ比を可変する。

【0100】

絶縁コンバータトランスPIT-1はスイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を

二次側に伝送するものであり、一次巻線N1と、所要数の二次巻線が巻装される。

絶縁トランスPIT-1の一次巻線N1の一端は、この場合、スイッチング素子Q1のソースとスイッチング素子Q2のドレインとの接続点（スイッチング出力点）に対して、一次側直列共振コンデンサC1と疎結合トランスVFT-1の一次巻線N11の直列接続を介して接続される。また、他端は、一次側アースに接続される。

【0101】

ここで、上記直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPIT-1のリーケージインダクタンスL1によっては、一次側直列共振回路が形成される。そして、上記のようにして、この一次側直列共振回路がスイッチング出力点に対して接続されていることで、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力が一次側直列共振回路に伝達されることになる。一次側直列共振回路では伝達されたスイッチング出力に応じて共振動作するが、これによって、一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とする。

【0102】

上記説明によると、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、一次側直列共振回路（L1-C1）による電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振回路（Cp//L1）とによる部分電圧共振動作とが得られることになる。

つまり、この図に示す第1コンバータ部101は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して、他の共振回路とが組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採っている。

【0103】

ここでの図示による説明は省略するが、絶縁コンバータトランスPIT-1の構造としては、例えばフェライト材によるE型コアを組み合わせたEE型コアを備える。そして、一次側と二次側とで巻装部位を分割したうえで、一次巻線N1と、二次巻線をEE型コアの中央磁脚に対して巻装している。

【0104】

この場合の絶縁コンバータトランスPITにおいては、二次巻線N2、N2A、N2Bの3つの二次巻線がそれぞれ独立するようにして巻装される。

まず、二次巻線N2からは、二次側直流出力電圧Eo、Eo1、Eo2を生成するようにされており、このうち、二次側直流出力電圧Eoを生成するための回路系は次のようになる。

つまり、二次巻線N2に形成したタップ出力を二次側アースに接地させた上で、このタップ出力をセンター位置とした所定の巻数分の位置から、1つずつ両端タップを引き出す。そして、各両端タップに対して、直交型制御トランスPRT-1の被制御巻線NR1、NR2の直列接続を介して整流ダイオードDo1、Do2を接続し、また、平滑コンデンサCoを接続することで、両波整流回路を形成する。この両波整流回路によって、平滑コンデンサCoの両端電圧として二次側直流出力電圧Eoが得られる。

ここで、二次側直流出力電圧Eoは、安定化のために、分岐して制御回路7に対して入力される。

【0105】

直交型制御トランスPRT-1は、例えば制御巻線Ncに対して、被制御巻線NR1、NR2の巻方向が直交する関係となるようにして、制御巻線Nc及び制御巻線NR1、NR2をコアに巻装して構成される。このようにして構成される直交型制御トランスPRT-1は、可飽和リアクトルとなる。

この場合の制御回路7では、二次側直流出力電圧Eoのレベルに応じて、そのレベルを変化した直流電流を制御電流として出力する。この制御電流レベルの変化に応じて、可飽和リアクトルである直交型制御トランスPRT-1では、被制御巻線NR1、NR2のインダクタンスが可変される。被制御巻線NR1、NR2は、二次側直流出力電圧Eoのための整流回路系において直列に挿入されているので、被制御巻線NR1、NR2のインダクタンスが変化するれば、平滑コンデンサCoに流入する整流電流量が変化することになって、二次側直流出力電圧Eoのレベルが変化することになる。このようにして、二次側直流出力電圧Eo

のレベルを可変制御することで定電圧制御が行われることになる。

【0106】

また、二次側直流出力電圧 E_{o1} のための整流回路系は、図示するようにして、二次巻線 $N2$ の一方の端部から引き出したラインに対して、直交型制御トランス $PRT-2$ の被制御巻線 NR —整流ダイオード D_{o3} を直列接続するとともに、平滑コンデンサ C_{o1} を接続することで、半波整流回路として形成される。

そして、この二次側直流出力電圧 E_{o1} のための整流回路系においても、直交型制御トランス $PRT-2$ 及び制御回路 7 を備えることで、上述のようにして、二次側直流出力電圧 E_{o1} についての定電圧化が図られる。

【0107】

また、二次側直流出力電圧 E_{o2} のための整流回路系も、二次巻線 $N2$ の他方の端部から引き出したラインに対して、直交型制御トランス $PRT-3$ の被制御巻線 NR —整流ダイオード D_{o4} を直列接続するとともに、平滑コンデンサ C_{o2} を接続することで、半波整流回路として形成される。

そして、この二次側直流出力電圧 E_{o2} のための整流回路系としても、直交型制御トランス $PRT-3$ 及び制御回路 7 を備えており、二次側直流出力電圧 E_{o2} についての定電圧化が図られる。

【0108】

また、二次側直流出力電圧 E_{o3} は、二次巻線 $N2A$ に対して形成される両波整流回路によって得られるようになっている。この両波整流回路は、二次巻線 $N2A$ のセンタータップを 0 電位に接続した上で、整流ダイオード D_{o5} 、 D_{o6} 及び平滑コンデンサ C_{o3} から成る。

そして、両波整流回路に対しては、直交型制御トランス $PRT-4$ の被制御巻線 $NR1$ 、 $NR2$ が図示するようにして直列に挿入され、制御回路 7 は二次側直流出力電圧 E_{o3} に応じたレベルの制御電流を直交型制御トランス $PRT-4$ の制御巻線 N_c に対して出力するようにされている。つまり、二次側直流出力電圧 E_{o3} についての定電圧化が図られるようになっている。

【0109】

さらに、二次側直流出力電圧 E_{o4} については、二次巻線 $N2B$ に対して形成される両波整流回路によって得られるようになっている。この両波整流回路は、二次巻線 $N2B$ のセンタータップを二次側アースに接続するとともに、整流ダイオード D_{o7} 、 D_{o8} 及び平滑コンデンサ C_{o5} を接続して、先ずは、直流電圧 E_4 を得るようにされ、この直流電圧 E_4 のラインと、平滑コンデンサ C_{o6} の間に、DC スイッチ回路 6 のトランジスタ $Q5$ を直列に挿入して形成される。二次側直流出力電圧 E_{o4} は、平滑コンデンサ C_{o6} の両端電圧として得られる。

【0110】

この二次側直流出力電圧 E_{o4} に対する安定化は、スイッチング周波数制御方式によって行われる。つまり、二次側直流出力電圧 E_{o4} は分岐して、検出電圧として制御回路 1 に入力される。制御回路 1 では、二次側直流出力電圧 E_{o4} のレベルに応じてそのレベルが可変された電圧又は電流を制御出力として、第 1 コンバータ部 101 内のコントロール IC 2 の制御入力端子 V_c に供給する。このコントロール IC 2 では、制御入力端子 V_c に入力された制御出力に応じて、例えば発振信号の周波数を可変することで、ドライブ信号出力端子 V_{GH} 、 V_{GL} から出力すべきドライブ信号の周波数を可変する。これにより、スイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ は、スイッチング周波数が可変制御されることになる。この結果、二次側直流出力電圧 E_{o4} のレベルが一定となるように定電圧制御が行われる。

【0111】

DC スイッチ回路 (スイッチ手段) 6 は、この図に示す電源回路が搭載される機器に備えられるマイクロコンピュータから出力される立ち上げ信号 V_{t3} に応じて、二次側直流出力電圧 E_{o4} の立ち上げタイミングをコントロールするために設けられる。

この DC スイッチ回路 6 は、図示するようにして、MOS-FET のトランジスタ $Q5$ 、バイポーラのトランジスタ $Q6$ 、ツェナーダイオード DZ 、及び抵抗 $R1$ 、 $R2$ 、 $R3$ 、 $R4$

を図示するようにして接続して形成される。つまり、トランジスタ Q5 のドレインを平滑コンデンサ C o5 の正極端子と接続し、ソースを平滑コンデンサ C o6 の正極端子と接続する。トランジスタ Q5 のゲートは、抵抗 R2 を介してトランジスタ Q6 のコレクタに接続される。また、トランジスタ Q5 のゲートドレイン間には、抵抗 R1//ツェナーダイオード DZ の並列回路が接続される。ここでは、ツェナーダイオード DZ のアノードがトランジスタ Q5 のゲート側で、カソードがドレイン側となるようにされる。

トランジスタ Q6 のベースには抵抗 R4 を介した立ち上げ信号 V t 3 が、オン/オフ制御信号として入力されるようになっている。また、トランジスタ Q6 のベース-エミッタ間には、抵抗 R3 が挿入される。トランジスタ Q6 のエミッタは二次側アースに接続される。

【0112】

後述もするように、立ち上げ信号 V t 3 は、L レベルと H レベルで切り換えが行われる信号である。立ち上げ信号 V t 3 が L レベル (0 レベル) である場合、トランジスタ Q6 はオフ状態を維持するが、このときには、トランジスタ Q5 におけるゲート-ソース間電圧が閾値を満たさないことから、トランジスタ Q5 もオフとなる。このため、平滑コンデンサ C o5 の正極端子と、平滑コンデンサ C o6 の正極端子とは接続されないことになって、平滑コンデンサ C o6 への整流電流の充電は行われなくなる。このため、平滑コンデンサ C o5 の両端に直流電圧 E 4 が得られているとしても、平滑コンデンサ C o6 の両端電圧である二次側直流出力電圧 E o4 は 0 レベルのままである。

これに対して、立ち上げ信号 V t 3 が H レベルに立ち上がって所定の正極レベルが得られると、トランジスタ Q6 はオン状態に切り換わって、抵抗 R2 の両端に電位が生じる。これによって、ツェナーダイオード DZ のアノードは、トランジスタ Q6 のコレクタ-エミッタを介して二次側アースに対して接続されることとなって、直流電圧 E 4 によって導通することになる。ツェナーダイオード DZ が導通することによって、トランジスタ Q5 のゲートに対して閾値を満たすレベルのゲート電圧が印加されることになって、トランジスタ Q5 もオンとなる。これにより、平滑コンデンサ C o5 の正極端子と、平滑コンデンサ C o6 の正極端子が接続されることとなって、平滑コンデンサ C o6 で整流電流が充放電される。これにより、二次側直流出力電圧 E o4 が発生することになる。

【0113】

第 2 コンバータ部 102 は、ハーフブリッジ結合されたスイッチング素子 Q3、Q4、クランプダイオード DD3、DD4、部分共振コンデンサ C p、コントロール IC 2、絶縁コンバータトランス P I T-2 (一次巻線 N1、二次巻線 N2)、一次側直列共振コンデンサ C 1、疎結合トランス V F T-2、第 1 コンバータ部 101 と同様にして接続している。これにより、一次側スイッチングコンバータとしては、他励式のハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータと、部分電圧共振回路を備えた複合共振形コンバータを形成している。

【0114】

また、第 2 コンバータ部 102 の二次側においては、絶縁コンバータトランス P I T-2 の二次巻線 N2 に設けたセンタータップを二次側アースに接地したうえで、図示するようにして、整流ダイオード D o9、D o10、ノイズ除去用抵抗 R5、平滑コンデンサ C o7 及び C o8 を接続することで両波整流回路を形成している。そして、この両波整流回路による整流動作により、平滑コンデンサ C o8 の両端電圧として、二次側直流出力電圧 E o5 が得られることになる。

この二次側直流出力電圧 E o5 に対する定電圧制御は、制御回路 1 を備えていることから分かるように、一次側スイッチングコンバータのスイッチング周波数を制御するスイッチング周波数制御方式により行われる。

【0115】

続いて、上記のようにして構成される図 2 に示す電源回路における力率改善のための構成について説明する。

この図に示す回路においては、力率改善のために力率改善回路 3 が備えられる。この力率改善回路 3 は、商用交流電源 A C を整流平滑化する整流回路系に対して、一次側スィ

チングコンバータのスイッチング出力を電圧帰還する構成を採る。そして、この場合においては、スイッチング出力を電圧帰還するための手段として、疎結合トランスVFT-1、VFT-2を備える。

【0116】

ここで、疎結合トランスVFT (VFT-1、VFT-2) の構造例を図4に示しておく。

この図に示すように、疎結合トランスVFTは、フェライト材によるE型コアCR1、CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コアを備える。

そして、一次側と二次側の巻装部について相互に独立するようにして分割した形状により、例えば樹脂などによって形成される、ボビンBが備えられる。このボビンBの一方の巻装部に対して一次巻線N11が巻装される。また、他方の巻装部に対して二次巻線N12が巻装される。このようにして一次巻線及び二次巻線が巻装されたボビンBを上記EE型コア(CR1、CR2)に取り付けることで、一次側巻線及び二次側巻線とがそれぞれ異なる巻装領域により、EE型コアの中央磁脚に巻装される状態となる。このようにして疎結合トランスVFT全体としての構造が得られる。

また、この場合には、中央磁脚の接合部分に対して所要のギャップ長のギャップGを形成するようにしており、これにより、結合係数について0.75以下となる疎結合の状態が得られるようにしている。

【0117】

そして、力率改善回路3による力率改善動作としては次のようになる。

先ず、説明を分かりやすくするため、第1コンバータ部101側のみによる力率改善動作について述べる。

第1コンバータ部101に備えられる疎結合トランスVFT-1においては、一次巻線N11に対して、第1コンバータ部101における一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力が伝達される。これに応じて、疎結合トランスVFTの二次巻線N12には、交番電圧が励起されることになる。

ここで、疎結合トランスVFTの二次巻線N12は、商用交流電源ACの正極ラインにおいて、チョークコイルLNとブリッジ整流回路Diの正極入力端子との間に挿入されている。つまり、疎結合トランスVFTの二次巻線N12は整流電流経路に挿入されていることになる。疎結合トランスVFTによっては、一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還する動作が得られることになる。

【0118】

上記のようにして整流電流経路に対してスイッチング出力が電圧帰還されることで、ブリッジ整流回路Diを形成する高速リカバリ型の整流ダイオード(Da~Dd)に整流電流が流れるとき、これらの整流ダイオードでは、疎結合トランスVFTの二次巻線N12に励起された交番電圧によって、スイッチング動作を行う駆動される。これにより、整流ダイオードに流れる整流電流は断続されることになり、整流電流としては交番波形となる。つまり、交流入力電流IACを源として流れる整流電流について高周波成分が重畳される。

【0119】

そして、上記した整流電流における高周波成分は、先ず、商用交流電源ACが200V系とされて全波整流回路が形成されている場合には、次のようにして流れる。

交流入力電圧VACが正の期間内では、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの正極ラインを介して、二次巻線N12→ブリッジ整流回路Diの整流ダイオードDa→平滑コンデンサ[Ci1//Ci1]→[Ci2//Ci2]→一次側アース→整流ダイオードDd→商用交流電源ACの負極ラインによる整流電流経路で流れる。

また、交流入力電圧VACが負の期間内では、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの負極ラインを介して、整流ダイオードDc→平滑コンデンサ[Ci1//Ci1]→[Ci2//Ci2]→一次側アース→整流ダイオードDb→二次巻線N12による整流電流経路で流れる。

【0120】

また、商用交流電源ACが100V系とされて倍電圧整流回路が形成されている場合には、次のようにして流れる。

交流入力電圧VACが正の期間内では、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの正極ラインを介して、二次巻線N12→ブリッジ整流回路Diの整流ダイオードDa→平滑コンデンサ[Ci1//Ci1]→商用交流電源ACの負極ラインによる整流電流経路で流れる。

また、交流入力電圧VACが負の期間内では、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの負極ラインを介して、平滑コンデンサ[Ci2//Ci2]→一次側アース→整流ダイオードDb→二次巻線N12→商用交流電源ACの正極ラインによる整流電流経路で流れる。

。

【0121】

上記した整流電流経路とされることから分かるように、整流電流は、交流入力電圧が正／負の両期間において、高速リカバリ型の整流ダイオード(Da～Dd)の何れかを流れるようにされる。つまり、整流電流は、高速リカバリ型の整流ダイオードによってスイッチングされるようにして断続されていることが分かる。そして、このようにして整流電流がスイッチングにより断続されることで、整流出力電圧レベルが整流平滑電圧Eiのレベルよりも低いとされる期間にも平滑コンデンサCiへの充電電流が流れるようにされる。

この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近づくようにされることで、交流入力電流IACの導通角が拡大される。このようにして、交流入力電流IACの導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。

【0122】

そして、図2に示す力率改善回路3の実際としては、第2コンバータ部102の疎結合トランスVFT-2も備えた構成となっている。

ここで、疎結合トランスVFT-2の二次巻線N12は、第1コンバータ部101の疎結合トランスVFT-2の二次巻線N12に対して並列に接続されている。従って、上記した整流電流経路においては、実際には、疎結合トランスVFT-1、VFT-2の各二次巻線N12//N12の並列回路に整流電流が流れることになり、二次巻線N12//N12の並列回路が整流電流経路内に含まれることになる。

これは、疎結合トランスVFT-1、VFT-2によって、第1コンバータ部101及び第2コンバータ部102の両方のスイッチング出力を整流電流経路に帰還するように構成していることを意味する。

つまり、本実施の形態では、第1コンバータ部101に対応しては疎結合トランスVFT-1により電圧帰還して力率改善を図り、また、第2コンバータ部102に対応しては疎結合トランスVFT-2により電圧帰還して力率改善を図る構成を採っているものである。なお、疎結合トランスVFT-1、VFT-2の各一次巻線N11、二次巻線N12のインダクタンス値については、例えば、力率PF=0.8程度が得られるようにして選定を行うようにされる。

【0123】

また、図2に示す電源回路の構成によると、第1コンバータ部101において、二次側直流出力電圧Eo、Eo1～Eo4の5つの二次側直流出力電圧を生成し、第2コンバータ部102において二次側直流出力電圧Eo5を生成するようにしている。

つまり、本実施の形態としても、図11にて説明した先行技術の場合と同様にして、

Eo: ロジック電源、5V/6A～2A

Eo1: アナログICドライブ用電源、12V/0.4A

Eo2: デジタルICドライブ用電源、3.3V/1.5A

Eo3: 音声出力用電源、26V/1.3A～0.1A

Eo4: データ電源、70V/2.5A～0.35A

Eo5: 維持電源、200V/1.75A～0.1A

を得るようにされている。

但し、本実施の形態においては、第1コンバータ部101、第2コンバータ部102の、2つのコンバータ部によって上記6つの負荷（二次側直流出力電圧）をまかなうこととしており、従って、各コンバータ部が対応すべき最大負荷電力は、

第1コンバータ部101: 250W

第3コンバータ部102: 350W

となって、これにより総合で600Wとなるようにしている。

【0124】

そして、上記のようにして二次側直流出力電圧 E_o 、 $E_{o1} \sim E_{o5}$ を生成して負荷に供給する構成の下では、図11においても説明したように、電源起動時において、二次側直流出力電圧についてしかるべき順序で以て立ち上がらせる必要がある。つまり、ロジック電源である二次側直流出力電圧 E_o を立ち上がらせ、続いて、順次、維持電源である二次側直流出力電圧 E_{o5} 、データ電源である二次側直流出力電圧 E_{o4} を立ち上げるようにすることが要求される。

【0125】

図2に示す電源回路では、このような二次側直流出力電圧の順次立ち上げを、次のようにして行うこととしている。

先ず、二次側直流出力電圧の順次立ち上げ制御のため、図2においては図示していないマイクロコンピュータからは、本来、コントロールICの起動をコントロールするための信号（起動制御信号）である、立ち上げ信号 V_{t1} 、 V_{t2} 、 V_{t3} を出力可能とされている。

なお、ここでいうマイクロコンピュータとは、図2に示す電源回路が搭載される機器に備えられているものとされる。そして、図2に示す電源回路は、メイン電源であり、このメイン電源がオフとなっているときには、マイクロコンピュータは、ここでは図示していないスタンバイ電源によって動作している。従って、メイン電源が立ち上がっていないくとも、スタンバイ電源によって動作しているために、立ち上げ信号 V_{t1} 、 V_{t2} 、 V_{t3} を出力することは可能とされている。

【0126】

なお、図1に示したプラズマディスプレイ装置10としても、メイン電源であるスイッチング電源部11と、プラズマディスプレイパネル部12、及びテレビジョン受像機能部13との関係に基づいた構成のみを示しているもので、このマイクロコンピュータ及びスタンバイ電源については、その図示を省略していたものである。

【0127】

そして、立ち上げ信号 V_{t1} は、第1コンバータ部101のコントロールIC2における起動端子 V_t に対して入力されるようになっている。立ち上げ信号 V_{t2} は、第2コンバータ部102における起動端子 V_t に対して入力される。また、立ち上げ信号 V_{t3} については、先にも説明したように、第1コンバータ部101の二次側において、二次側直流出力電圧 E_{o4} の整流回路に備えられる、DCスイッチ回路のトランジスタQ6をオン/オフするためのオン/オフ制御信号として入力されている。

【0128】

ここで、図5(a)(d)(f)に示すようにして、立ち上げ信号 V_{t1} 、 V_{t2} 、 V_{t3} は、それぞれ、時点 t_1 、 t_2 、 t_3 のタイミングで、順次、LレベルからHレベルに切り換わるようにして出力されるようにされている。また、立ち上げ信号 V_{t1} 、 V_{t2} 、 V_{t3} が全てLレベルとなっている時点 t_1 以前においては、第1コンバータ部101及び第2コンバータ部102は起動していない状態にある。

【0129】

例えばマイクロコンピュータは、メイン電源がオンとなって、整流平滑電圧 E_i が規定のレベルにまで立ち上がったことを認識すると、先ず、時点 t_1 とされる所定のタイミングにより、図5(a)に示すようにして立ち上げ信号 V_{t1} をLレベルからHレベルに切り換えて出力する。

これにより、時点 t_1 において、第1コンバータ部101のコントロールIC2が起動

する。つまり、第1コンバータ部101が起動を開始することになる。これに応じて、第1コンバータ部101の二次側にて得られる各二次側直流出力電圧が立ち上ることになる。つまり、例えば図5(b)に示すようにして、二次側直流出力電圧 E_{o1} は、時点 t_1 以前では0レベルであったが、時点 t_1 以降において、平滑コンデンサ C_{o1} の充電量が増加していくのに応じて上昇するようにして立ち上がっている。そして、規定レベルに至ったとされると、以降はこの規定レベルにより定電圧制御された状態が維持される。

ただし、二次側直流出力電圧 E_{o4} については、図5(c)に示す直流電圧 E_4 が時点 t_1 で立ち上がっているのに拘わらず、図5(g)に示すようにして、同様には立ち上がらない。これは、時点 t_1 のタイミングでは、オン/オフ制御されるDCスイッチ回路6において、トランジスタ Q_5 がオフ状態だからである。前述したように、DCスイッチ回路6では、オン/オフ制御信号である立ち上げ信号 V_{t3} がLレベルでは、トランジスタ Q_5 をオフ状態とするように動作する。トランジスタ Q_5 をオフ状態であるとき、平滑コンデンサ C_{o6} には整流電流が充電されず、二次側直流出力電圧 E_{o4} が生成されることはない。

【0130】

そして、図5(d)に示す立ち上げ信号 V_{t2} は、上記 V_{t1} がHレベルに変化した時点 t_1 の後の時点 t_2 においてHレベルに切り換わって出力される。なお、この時点 t_2 のタイミングは、例えば時点 t_1 にHレベルとされた立ち上げ信号 V_{t1} に応じて、例えば二次側直流出力電圧 E_{o1} が規定レベルにまで完全に立ち上がることで、二次側直流出力電圧 E_{o1} を電源とする回路部の動作の開始が保証される時点以降となるように設定される。

【0131】

そして、立ち上げ信号 V_{t2} がHレベルに切り換わるのに応じては、第2コンバータ部102のコントロールIC2が起動することになる。これにより、時点 t_2 からは、図5(e)に示すようにして、二次側直流出力電圧 E_{o5} が立ち上がることになる。

【0132】

そして、二次側直流出力電圧 E_{o5} が規定レベルにまで完全に立ち上がって定電圧化された状態が得られている時点 t_3 のタイミングにより、図5(f)に示すようにして、最後の立ち上げ信号 V_{t3} がHレベルに切り換えられる。

この場合には、立ち上げ信号 V_{t3} がHレベルとなるのに応じて、DCスイッチ回路6におけるトランジスタ Q_5 がオン状態に切り換わることになる。これに応じて、直流電圧 E_4 は、トランジスタ Q_5 のドレインソースを介して平滑コンデンサ C_{o6} に充電されることになり、ここではじめて、図5(g)に示すようにして二次側直流出力電圧 E_{o4} が立ち上がることになる。

このようにして、本実施の形態では、電源起動時における二次側直流出力電圧の立ち上げ順として、図11の場合と同等の適正なものとなるように制御している。

【0133】

なお、参考までに、図2に示す電源回路において備えられる各トランスのコアの形状サイズについて記しておく。

PIT-1: EER-40

PIT-2: EER-42

VFT-1, VFT-2: EE-28

PRT: フェライトコア (15mm×15mm×20mm)

【0134】

また、この図2に示す電源回路についての実験結果について述べておくこととする。

負荷電力 $P_o=600\text{W}$ 、交流入力電圧 $V_{AC}=100\text{V}$ 時の条件では、総合電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}=92.5\%$ であり、図11に示す先行技術の電源回路の特性よりも3.2%向上している。

また、負荷電力 $P_o=600\text{W}$ 、交流入力電圧 $V_{AC}=230\text{V}$ 時の条件では、総合電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}=94.0\%$ であり、図11に示す電源回路よりも2.3%向上すると

いう結果が得られた。

また、力率特性としては、負荷電力 $P_o = 600\text{ W}$ 、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 時の条件では、力率 $PF = 0.83$ が得られた。そして、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 時には、負荷電力 $P_o = 600\text{ W} \sim 25\text{ W}$ の範囲で $PF > 0.75$ が得られており、我が国（日本国）の高調波歪み規制値を満足している。

また、負荷電力 $P_o = 600\text{ W}$ 、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{ V}$ 時の条件では、力率 $PF = 0.78$ が得られた。また、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{ V}$ 時には、負荷電力 $P_o = 600\text{ W} \sim 300\text{ W}$ の範囲で規定以上の力率が得られ、欧州の高調波歪み規制値を満足することができた。

【0135】

このようにして構成される図2に示す本実施の形態の電源回路と、先行技術として示した図11の回路とを比較した場合には次のようなことがいえる。

先ず、図2に示した回路では、電圧帰還方式による力率改善回路3を備える構成として、アクティブフィルタが省略される。アクティブフィルタは、1組のコンバータを構成するものであり、図11による説明からも分かるように、実際には、複数本のスイッチング素子と、これらを駆動するためのIC等を始め、多くの部品点数により構成される。

これに対して、図2に示す電源回路に備えられる力率改善回路3は、疎結合トランス $VFT-1$ 、 $VFT-2$ を整流電流経路に追加するのみであり、また、疎結合トランス $VFT-1$ 、 $VFT-2$ は、前述もしたように、EE-28型の小型なコアによる部品素子である。従って、アクティブフィルタと比較すれば相当に少ない部品点数となり、また、部品素子の基板実装面積も縮小する。

これにより、図2に示す電源回路としては、力率改善機能を備えるワイドレンジ対応の電源回路として、図11に示す回路よりもはるかに低コストとすることができる。また、回路基板についても有効に小型軽量化を図ることができる。

【0136】

また、図2に示す電源回路では、アクティブフィルタ及び降圧形コンバータが省略されており、ハードスイッチング動作をするコンバータが無くなっていることが分かる。ここで、本実施の形態においては、直交型制御トランス PRT 及び制御回路7を備えて、直流的な制御電流供給によって二次側直流出力電圧 E_o 、 E_{o1} 、 E_{o2} などの安定化を図る構成としていることで、降圧形コンバータの省略を可能としている。

そして、図2の電源回路を形成する第1コンバータ部101、第2コンバータ部及び力率改善回路3の動作は、いわゆるソフトスイッチング動作のみとなるから、図11に示したアクティブフィルタと比較すれば、スイッチングノイズのレベルは大幅に低減される。

また、図11に示す電源回路では、複合共振形コンバータ部の数が3であるのに対して、図2に示す電源回路では、第1及び第2コンバータ部101、102の2つとしている。このようにして複合共振形コンバータ部の数が削減されることによっても、上記した回路の小型軽量化が促進される。また、ソフトスイッチング動作であるから、もともとスイッチングノイズは少ないものの、複合共振形コンバータ部の数が削減されれば、それだけスイッチングノイズも減少されることとなって、この点でのメリットも得られている。

【0137】

このため、図2に示した回路では、1組のコモンモードチョークコイル CMC と2本のアクロスコンデンサ CL から成る1段のラインノイズフィルタを備えれば、電源妨害規格値をクリアすることが十分に可能とされる。

このようにしてノイズフィルタとしての部品点数が削減されることによっても、電源回路のコストダウンと、回路基板の小型軽量化は促進される。

【0138】

また、図11に示す電源回路の総合電力変換効率、前段のアクティブフィルタにおける $AC-DC$ 電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) と、後段の電流共振形コンバータの $DC-DC$ 電力変換効率 ($\eta_{DC/DC}$) とにより決定されるものであった。これに対して、図2に示す電

源回路は、アクティブフィルタを前段に備えていないから、総合電力変換効率はこの電流共振形コンバータのAC-DC電力変換効率として見ればよいことになる。そして、本実施の形態のようにして、電圧帰還方式による力率改善回路を備える場合、その電力変換効率は、力率改善回路を備えない場合の複合共振形コンバータとほぼ同等であることが分かっている。

これにより、図2に示す電源回路としては、前述もしたように、電力変換効率について、図11に示す電源回路よりも大幅に向上されることになる。

【0139】

また、図11に示す電源回路の場合には、アクティブフィルタ回路8と、3組のコンバータ部201, 202, 203と、2組の降圧形コンバータが、それぞれ異なるスイッチング周波数で動作する構成となっていた。

これに対して、本実施の形態では、互いに異なるスイッチング周波数によって独立してスイッチング動作を実行するのは、2組のコンバータ部101, 102のみとなる。コンバータ部101, 102のスイッチング周波数は、定電圧化のために、例えば70KHz~150KHzの範囲で、二次側直流出力電圧E4, Eo5のレベルに応じてそれぞれ変化する。

このようにして、異なるスイッチング周波数によりスイッチング動作するコンバータの数が削減されることによって、一次側と二次側のアース電位の干渉もそれだけ少なくなるから、電源回路の動作もより安定することとなる。

【0140】

ところで、図11に示す回路において、複合共振形コンバータとして、コンバータ部201, 202, 203の3つを設けているのは、図12により説明したように、この場合には、時点t1, t2, t3の3段階で二次側直流出力電圧の立ち上がりタイミングを制御しなければならないにも起因する。

つまり、これまでにおいては、時点t1, t2, t3ごとに出力される立ち上げ信号Vt1, Vt2, Vt3ごとに対応して、二次側直流出力電圧を立ち上げようとすれば、これに応じて、3つの複合共振形コンバータを備え、各複合共振形コンバータのコントロールIC2の起動を、立ち上げ信号Vt1, Vt2, Vt3によりコントロールするという構成が採られてきたからである。

【0141】

これに対して、図2に示す回路では、DCスイッチ回路6を設け、立ち上げ信号Vt3によつては、このDCスイッチ回路6のオン/オフ状態を制御して、二次側直流出力電圧Eo4についての立ち上げをコントロールするようにしている。これにより、二次側直流出力電圧の立ち上げコントロールに必要なコントロールICは、1つ削減されることになる。つまり、コンバータ部を1つ削減することが可能となるものである。

このようにしてコンバータ部が削減されることによって、その分の部品点数の削減も図られることとなる。また、一次側スイッチングコンバータを形成するスイッチング素子によるスイッチング損失も、その分低減されることとなる。

【0142】

図6は、第2の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、この図において、図2と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

この図に示す電源回路では、先ず、第1コンバータ部101側に備えられるDCスイッチ回路(スイッチ手段)6の内部構成が、図2の場合と異なっている。つまり、DCスイッチ回路6において、時定数コンデンサC3が備えられる。時定数コンデンサC3は、例えばこの場合には電解コンデンサが用いられ、正極端子をトランジスタQ6のベースに接続し、負極端子を二次側アースに接続するようにされる。

また、この場合には、DCスイッチ回路6に入力されるオン/オフ制御信号として、立ち上げ信号Vt3に代えて、第2コンバータ部102の二次側直流出力電圧Eo5を入力するようにされている。

【0143】

このような構成では、或る正極性による所定レベルのオン／オフ制御信号の入力が開始される時点から、トランジスタ Q6 が完全にオン状態となる時点について、抵抗 R4 と時定数コンデンサ C4 の時定数に応じた所定の遅延時間が与えられることになる。これにより、オン／オフ制御信号の入力が開始されてからトランジスタ Q5 が完全にオンとなるまでの時間についても、抵抗 R4 と時定数コンデンサ C4 の時定数に応じた遅延が与えられることになる。

【0144】

また、この図に示す回路においては、第2コンバータ部 102 の二次側においても、図 2 において示されていたノイズ除去用抵抗 R5 に代えて、DC スイッチ回路 6A が備えられる。この DC スイッチ回路（スイッチ手段）6A についても、MOS-FET のトランジスタ Q7、バイポーラのトランジスタ Q8、ツェナーダイオード DZ、抵抗 R8、R9、R10、時定数コンデンサ C8 を、DC スイッチ回路 6 の場合とほぼ同様に接続して形成される。従って、この DC スイッチ回路 6A としても、オン／オフ制御信号の入力が開始されてからトランジスタ Q7 が完全にオンとなるまでの時間について、抵抗 R8 と時定数コンデンサ C8 の時定数に応じた遅延が与えられる。そして、DC スイッチ回路 6A においては、オン／オフ制御信号として、第1コンバータ部 101 側で生成される二次側直流出力電圧 E_o が入力される。

【0145】

また、この電源回路においては、マイクロコンピュータから出力される立ち上げ信号は V_{t1} のみとされ、第1コンバータ部 101 のコントロール IC2 の起動端子 V_t に入力するようにしている。

【0146】

上記図 6 に示す回路において、二次側直流出力電圧を順次立ち上げるための制御動作を、図 7 のタイミングチャートにより説明する。

この場合にも、マイクロコンピュータは、メイン電源がオンとなったことを認識すると、図 7 (a) に示すように、時点 t_1 とされる所定のタイミングにより立ち上げ信号 V_{t1} を L レベルから H レベルに切り換えて出力する。これに応じて、図 7 (b) に示すように、第1コンバータ部 101 も時点 t_1 から起動することとなり、二次側直流出力電圧 E_o が立ち上がることになる。

【0147】

また、この時点 t_1 に対応しては、同じ第1コンバータ部 101 の二次側にて得られる二次側直流出力電圧も立ち上がることになる。ただし、この場合にも、二次側直流出力電圧 E_{o4} については、図 7 (h) に示すように、時点 t_1 において立ち上がることはない。その前段の直流出力電圧 E_4 は、図 7 (c) に示すように第1コンバータ部 101 の起動に応じて時点 t_1 から立ち上がる。

【0148】

また、立ち上げ信号 V_{t1} が H レベルとなる時点 t_1 は、ほぼメイン電源のオン時点に対応している。この図に示す第2コンバータ部 102 の起動端子には、立ち上げ信号が入力されることなくオープンとなっている。この場合には、電源入力端子 V_{cc} から入力される起動時の電圧に応じて、コントロール IC2 が動作を開始するが起動することになる。

このため、第2コンバータ部 102 も、時点 t_1 とほぼ同じタイミングでスイッチング動作を開始するようにして起動することになる。そして、これに応じては、図 7 (d) に示すように、第2コンバータ部 102 の二次側に備えられる平滑コンデンサ C_{o7} の両端電圧である直流電圧 E_5 も、ほぼ時点 t_1 から立ち上がることになる。ただし、この時点では、DC スイッチ回路 6A のトランジスタ Q7 はオフ状態となっているので、平滑コンデンサ C_{o8} の両端電圧となる二次側直流出力電圧 E_{o5} は、図 7 (f) に示すように立ち上がっていない。

【0149】

ここでは、二次側直流出力電圧 E_o が、時点 t_1 から或る時間経過した時点 t_{1A} におい

て規定レベルに達した状態となる。これに応じて、オン／オフ制御信号として二次側直流出力電圧 E_o が入力される、第2コンバータ部102のDCスイッチ回路6Aでは、例えばこの時点 t_1 Aのタイミングで、図7(e)に示すようにしてトランジスタQ8のベース電圧が徐々に上昇していくようにされる。このベース電圧の上昇の傾きは、抵抗R8と時定数コンデンサC8の時定数によって決定される。

そして、例えば時点 t_2 において、トランジスタQ8のベース電圧が所定レベルにまで至ったとされると、このときにトランジスタQ8が完全にオン状態とされることになる。そして、このときにはトランジスタQ7も完全にオンとなる状態が得られており、図7(d)に示す平滑コンデンサC07の両端電圧である直流電圧 E_5 が、トランジスタQ7を介して、平滑コンデンサC08に供給されることになる。これにより、平滑コンデンサC08の両端電圧である二次側直流出力電圧 E_{o5} は、図7(f)に示すようにして、時点 t_2 から立ち上がるようにされる。

【0150】

そして、上記のようにして時点 t_2 において立ち上がった二次側直流出力電圧 E_{o5} は、第1コンバータ部101側のDCスイッチ回路6に対してオン／オフ制御信号として入力されることになる。

これに応じて、DCスイッチ回路6では、図7(g)に示すようにして、抵抗R4と時定数コンデンサC3の時定数によって決定される時間で、トランジスタQ6のベース電圧が上昇していく動作が得られる。

そして、例えば時点 t_3 において、トランジスタQ6のベース電圧が所定レベルにまで至って完全にオン状態になったとされると、トランジスタQ5も完全にオンとなる状態が得られることになる。この結果、図7(c)に示す直流電圧 E_4 が、トランジスタQ5を介して、平滑コンデンサC06に供給されることになる。これにより、平滑コンデンサC06の両端電圧である二次側直流出力電圧 E_{o4} は、図7(h)に示すようにして、時点 t_3 から立ち上がることになる。

このようにして、図6に示す電源回路においても、図11の回路と同様の、二次側直流出力電圧の立ち上げタイミングが得られるようにされている。

【0151】

そして、この第2の実施の形態の電源回路としても、第1の実施の形態の電源回路と同様の理由によって、力率改善機能を有する電源回路として、電力変換効率の向上、回路の小型軽量化、アース間干渉の低減による安定性向上などの効果が得られる。

また、コンバータ部が削減されることに依る、部品点数の削減、及びスイッチング損失の低減も図られることになる。

【0152】

ここで、本発明としてのスイッチングコンバータの構成に基づいた場合には、コンバータ部を1つとすることができる。このことは、図6に示した第2の実施の形態の構成を参照すると分かりやすい。つまり、図6に示した構成では、立ち上げ信号 V_{t1} により第1コンバータ部101を立ち上げた後は、時定数回路を備えるDCスイッチ回路6、6Aに対して二次側直流出力電圧 E_{o5} 、 E_o をそれぞれ入力するようにしており、これにより、図7に示したようにして規定の順序により二次側直流出力電圧を立ち上げるようにしているものである。この場合、第2コンバータ部102のコントロールIC2の起動端子 V_t に対しては立ち上げ信号を入力させていないから、第2コンバータ部102についても省略し、1つのコンバータ部101のみによって、必要な二次側直流出力電圧 E_o 、 $E_{o1} \sim E_{o6}$ を生成して出力させるように構成することができる。これについては、技術的には容易に可能である。

【0153】

しかしながら、本実施の形態としては、次のようなことを考慮して、スイッチング電源回路として、図1及び図6に示したようにしてコンバータ部は、2つまでにとどめることとして、1つとする構成にはしないようにしている。

つまり、図1及び図6に示した各実施の形態の電源回路は、図1に示したように、プラ

ズマディスプレイ装置 10 のスイッチング電源部 11 として搭載される。周知のようにして、プラズマディスプレイ装置 10 は、その表示デバイスとしての構造上、例えば CRT (陰極線管) 表示装置と比較すれば、奥行きに関して相当に小さく、薄型とすることができ。そして、このようにして薄型であることが、例えばプラズマディスプレイ装置の設置などの点で大きなメリットとなっている。つまり、プラズマディスプレイ装置としては、できるだけ薄型化が図られることが好ましいということがいえる。

【0154】

このような事情からすれば、プラズマディスプレイ装置内に搭載される電源回路基板としても、プラズマディスプレイ装置の薄型化を妨げないようなサイズ形状であることが要求される。そのための電源回路基板のサイズ形状としては、その高さを低くすることが要求されることになるが、絶縁コンバータトランス P I T は電源回路を形成する部品のうちでも高さがあることから、電源回路基板の高さは、主に絶縁コンバータトランス P I T の高さによって決まる。

【0155】

前述もしたように、図 1 に示した第 1 の実施の形態の電源回路では、前述もしたように、絶縁コンバータトランス P I T-1, P I T-2 には、それぞれ E E R-40, E E R-42 のコア (ボビン) を用いている。この程度のサイズのコアでは、その高さは、縦使用では約 41mm~46mm の範囲で、横使用では、約 30mm~35mm の範囲となる。従って、電源回路基板の高さとしても、このサイズに応じたものとなる。

なお、図 6 に示した第 2 の実施の形態の電源回路についても、絶縁コンバータトランス P I T-1, P I T-2 については、同等のサイズ形状のコア (ボビン) を用いるようにされることから、電源回路基板の高さもほぼ同等であることになる。

そして、現状においては、この程度の電源回路基板の高さであれば、プラズマディスプレイ装置の薄型化を妨げることはないような内部部品のレイアウト構造等となっている。

【0156】

しかしながら、図 1 及び図 6 に示した電源回路と同等の総合負荷の条件 (負荷電力 600 W) に対応させることとしたうえで、コンバータ部を 1 つにしたとすれば、絶縁コンバータトランス P I T も 1 つのみとなり、上記 600 W の負荷条件に応じた一次側から二次側への電力伝送は、この 1 つの絶縁コンバータトランス P I T にのみ依存することになる。

このために、絶縁コンバータトランス P I T のコア (ボビン) サイズとしては、図 1 又は図 6 に示した実施の形態の電源回路の場合よりも大型化させる必要がある。つまり、負荷条件は同等としたうえで、コンバータ部を削減することとすれば、その分、絶縁コンバータトランス P I T のコア (ボビン) サイズを大きくする必要性が生じてくる。図 1 及び図 6 に示した構成を基として、コンバータ部を 1 つとした場合、実際においては、小さくとも E E R-49 を選定しなければならない。

E E R-49 は、縦使用では約 50mm、横使用でも約 37mm であり、E E R-40 や E E R-42 と比較すれば、センチメートル単位でのサイズアップとなってしまう。このために、プラズマディスプレイ装置について、要求されるだけの薄型サイズとすることができなくなる場合が生じてくる。

【0157】

そこで、本実施の形態としては、コンバータ部については 1 つとせずに、2 つとすることとしているものである。つまり、本実施の形態では、3 つのコンバータ部を備えていた先行技術の構成 (図 11) から 1 つのみを削除して、2 つのコンバータ部を備える構成としている。これにより、コンバータ部の削減による部品点数削減及び低損失のメリットと、プラズマディスプレイ装置の薄型化を阻害しないこととの両立を図るようにしている。

つまり、本実施の形態の電源回路のコンバータ数は、コンバータ部の削減による効果と、要求される電源回路基板のサイズ形状との兼ね合いによって決定されるべきものであるということがいえる。

【0158】

また、本発明としては、これまでに説明した電源回路の構成に限定されるものではない。

。例えばスイッチング素子としては、例えば IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) など、他励式に使用可能な素子であれば、MOS-FET 以外の素子が採用されて構わない。また、先に説明した各部品素子の定数なども、実際の条件等に応じて変更されて構わない。

また、本発明としては、自励式でハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータを備えて構成することも可能とされる。この場合には、スイッチング素子として例えばバイポーラトランジスタを選定することができる。

さらには、例えば絶縁コンバータトランス P I T の二次側において二次側直流出力電圧を生成するための回路構成としても、適宜変更されて構わない。

【0159】

また、力率改善回路 3 の構成としても、上記各実施の形態として示したもの以外に限定されるものではなく、これまでに本出願人が提案してきた各種の電圧帰還方式による回路構成のうちから、適用可能なものを採用してよい。

【0160】

また、本発明に基づく電源回路としては、先の説明からも理解されるようにして、スイッチングコンバータ部の段数についても、例えば実施の形態として示したように 2 段（コンバータ部 101, 102）であることに限定される必要はなく、この段数は、コンバータ部の削減による効果と、要求される電源回路基板のサイズ形状との兼ね合いによって決められるべきものであるし、また、例えば対応すべき負荷電力や、必要とされる二次側直流出力電圧の数などに応じて適宜変更されてもよい。また、これらの各コンバータ部において生成する二次側直流出力電圧の数としても特に限定されるものではない。そのうえでも、本発明によっては、実施の形態において説明したように、DC スイッチ回路（スイッチ手段）6, 6A 等を備える構成を採ることで、同数の二次側直流出力電圧を得る場合において必要とされるスイッチングコンバータ部の数は、先行技術に基づいて、同一の負荷条件及び二次側直流出力電圧数に対応する電源回路を構成した場合よりも少なくすることが可能である。

さらに、本発明としてのスイッチング電源回路はプラズマディスプレイ装置以外にも搭載されて構わない。つまり、比較的多数の異なる負荷条件に応じて複数の直流出力電圧（二次側直流出力電圧）を生成する必要がある、かつ、その装置の仕様等の事情に基づいて、直流出力電圧を所定タイミングで順次立ち上げていく必要があるような装置全般に搭載することができる。

【図面の簡単な説明】

【0161】

【図 1】 本発明の実施の形態としてのプラズマディスプレイ装置の構成例を示すブロック図である。

【図 2】 本発明の第 1 の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 3】 実施の形態のコントロール IC によるスイッチング素子の駆動タイミングを示す波形図である。

【図 4】 疎結合トランスの構造例を示す断面図である。

【図 5】 第 1 の実施の形態における二次側直流出力電圧の立ち上げ制御を示すタイミングチャートである。

【図 6】 本発明の第 2 の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 7】 第 2 の実施の形態における二次側直流出力電圧の立ち上げ制御を示すタイミングチャートである。

【図 8】 アクティブフィルタの基本的回路構成を示す回路図である。

【図 9】 図 11 に示すアクティブフィルタにおける動作を示す波形図である。

【図10】 アクティブフィルタのコントロール回路系の構成を示す回路図である。

【図11】 先行技術として、アクティブフィルタを実装した電源回路の構成例を示す回路図である。

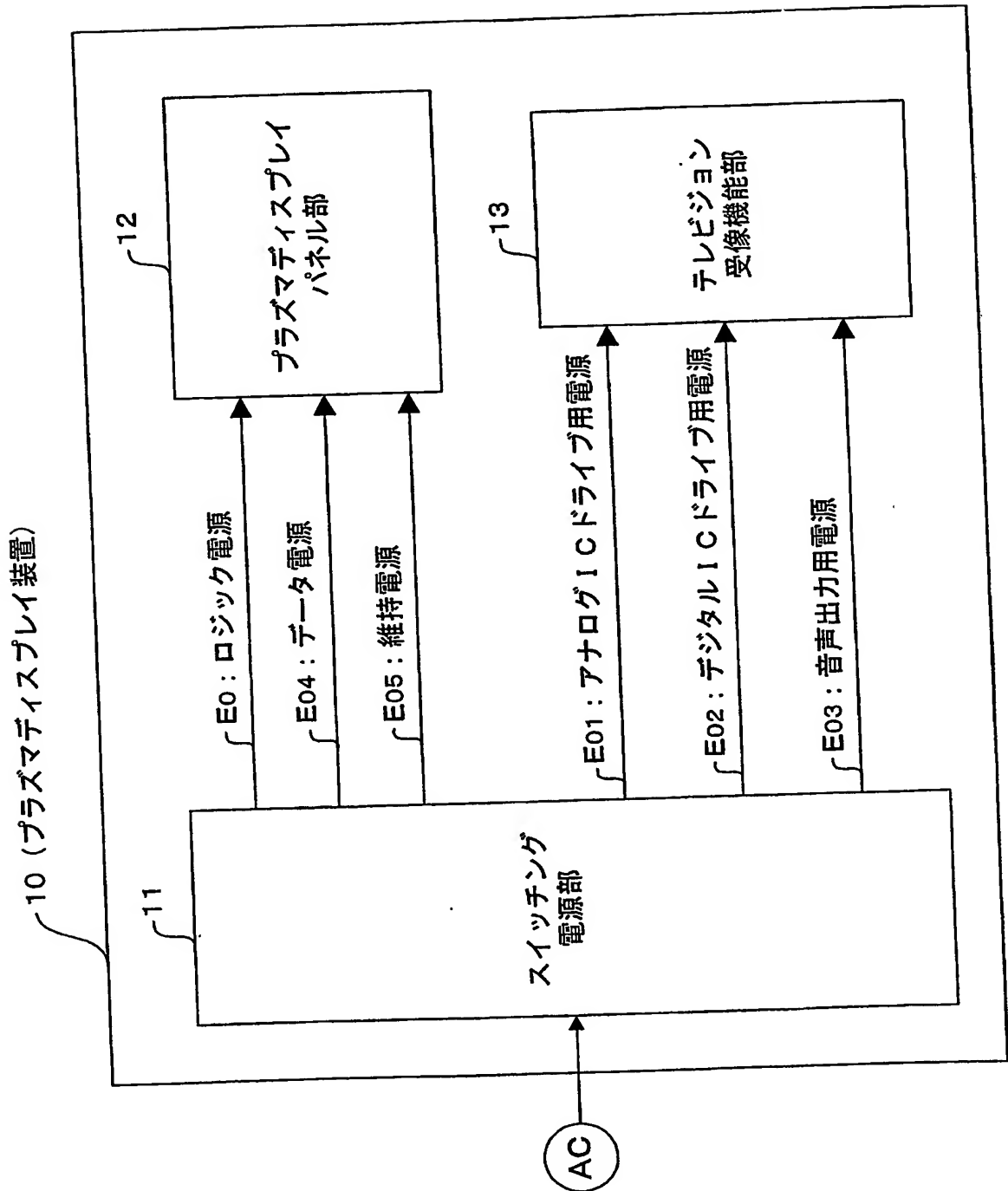
【図12】 図11に示す電源回路における、二次側直流出力電圧の立ち上げ制御を示すタイミングチャートである。

【符号の説明】

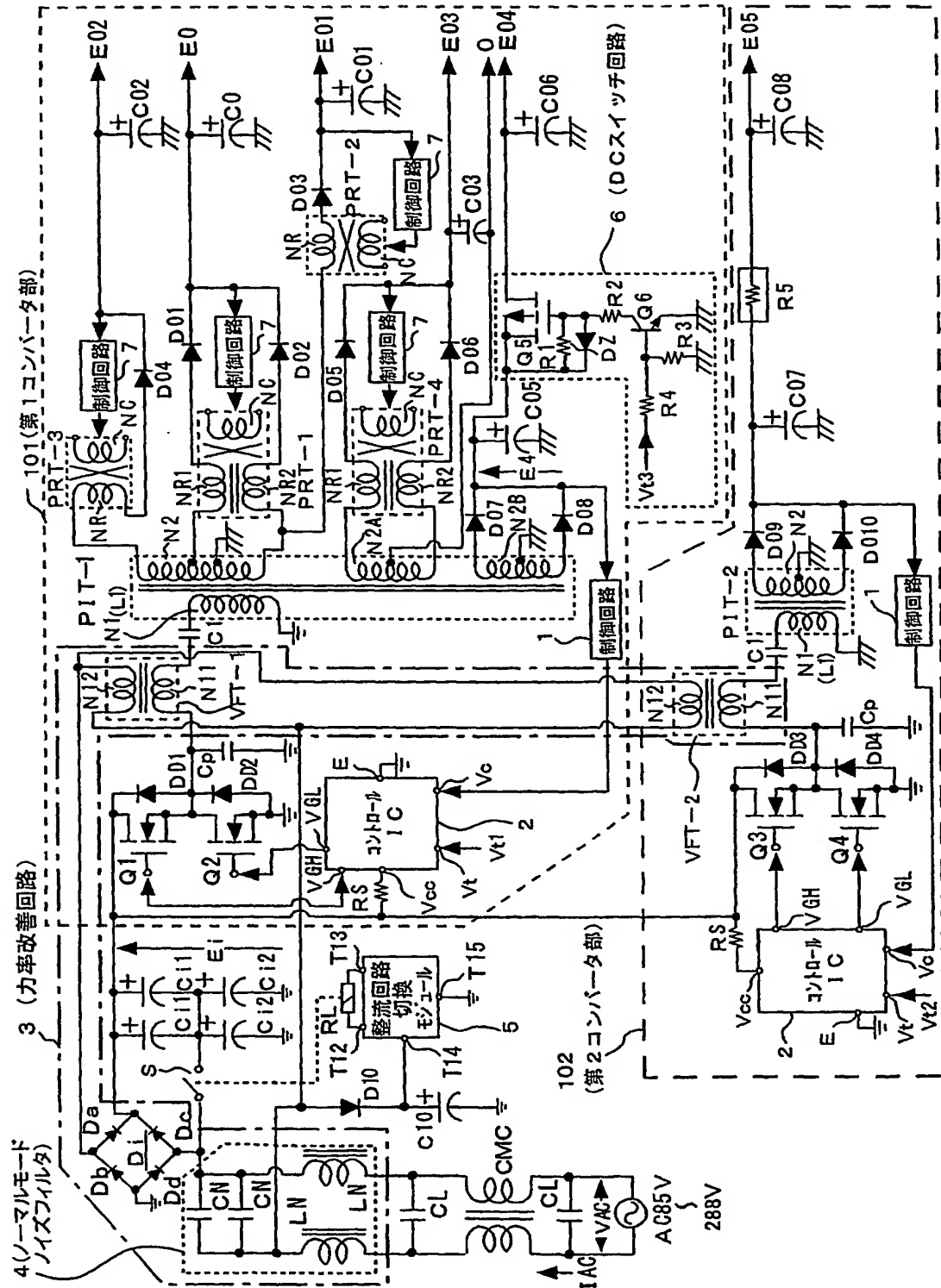
【0162】

1 制御回路、2 コントロールIC、3 力率改善回路、4 ノーマルモードノイズフィルタ、5 整流回路切換モジュール、6, 6A DCスイッチ回路、7 制御回路、10 プラズマディスプレイ装置、11 スイッチング電源部、12 プラズマディスプレイパネル部、13 テレビジョン受像機部、101 第1コンバータ部、102 第2コンバータ部、Di1 ブリッジ整流回路、Ci1, Ci2 平滑コンデンサ、Q1, Q2, Q3, Q4 スイッチング素子、PIT-1, PIT-2 絶縁コンバータトランス、C1 一次側直列共振コンデンサ、Cp 部分共振コンデンサ、N1 一次巻線、RL リレー、S リレースイッチ、CN フィルタコンデンサ、CMC コモンモードチョークコイル、CL アクロスコンデンサ、VFT 疎結合トランス、N11 疎結合トランスの一次巻線、N12 疎結合トランスの二次巻線、PRT-1, PRT-2, PRT-3, PRT-4 直交型制御トランス、NR, NR1, NR2 被制御巻線、Nc 制御巻線

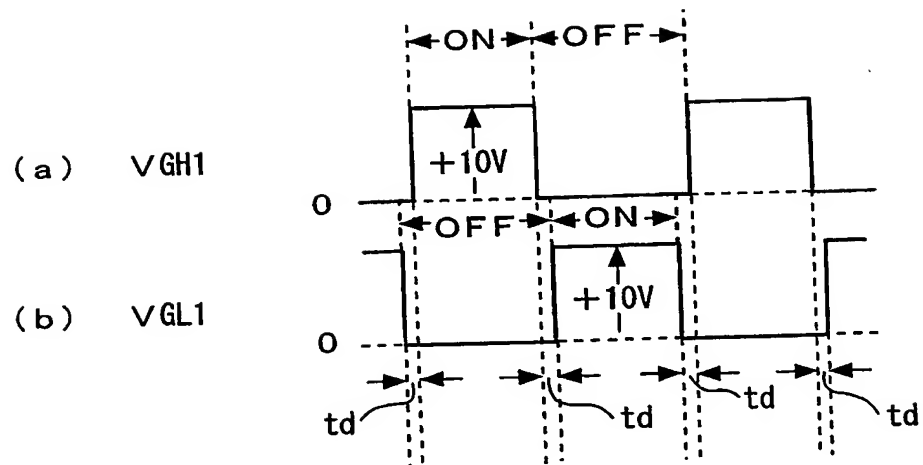
【書類名】 図面
【図 1】



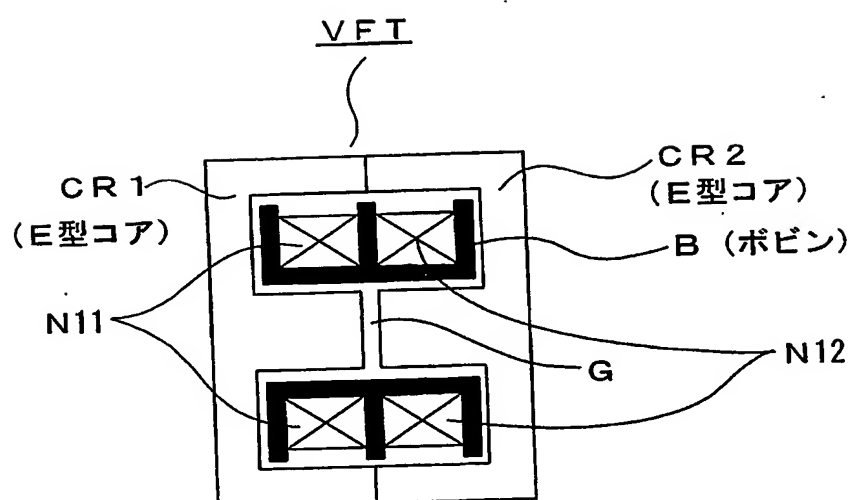
【図2】



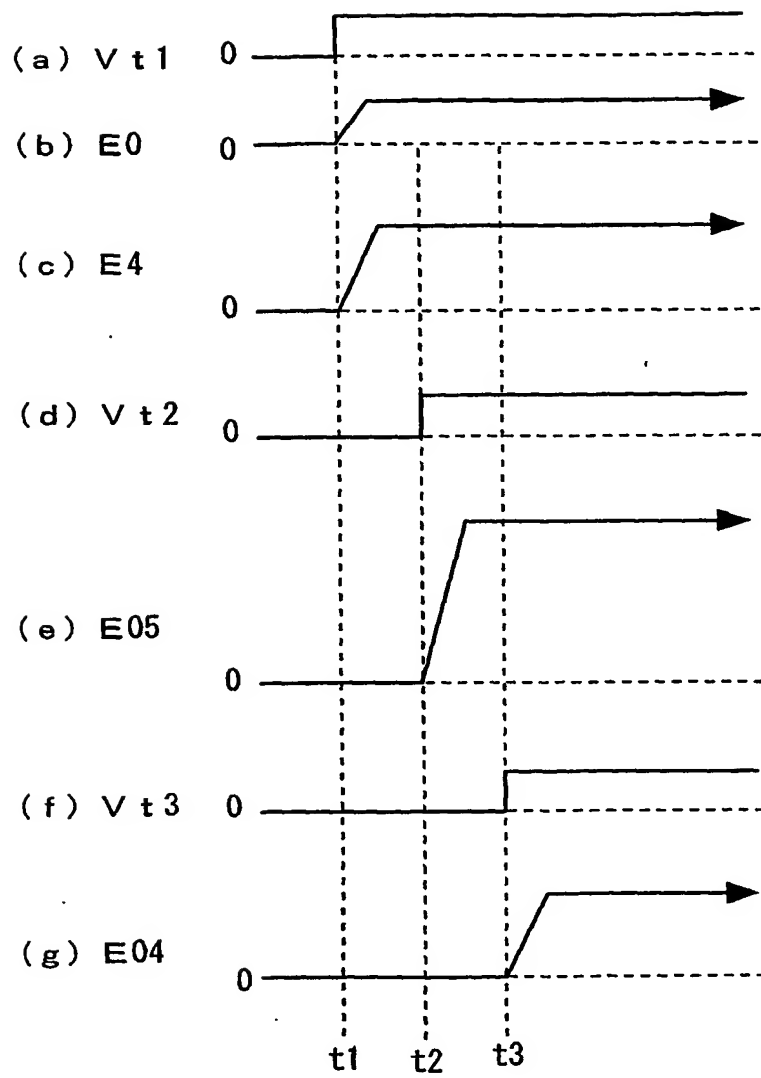
【図 3】



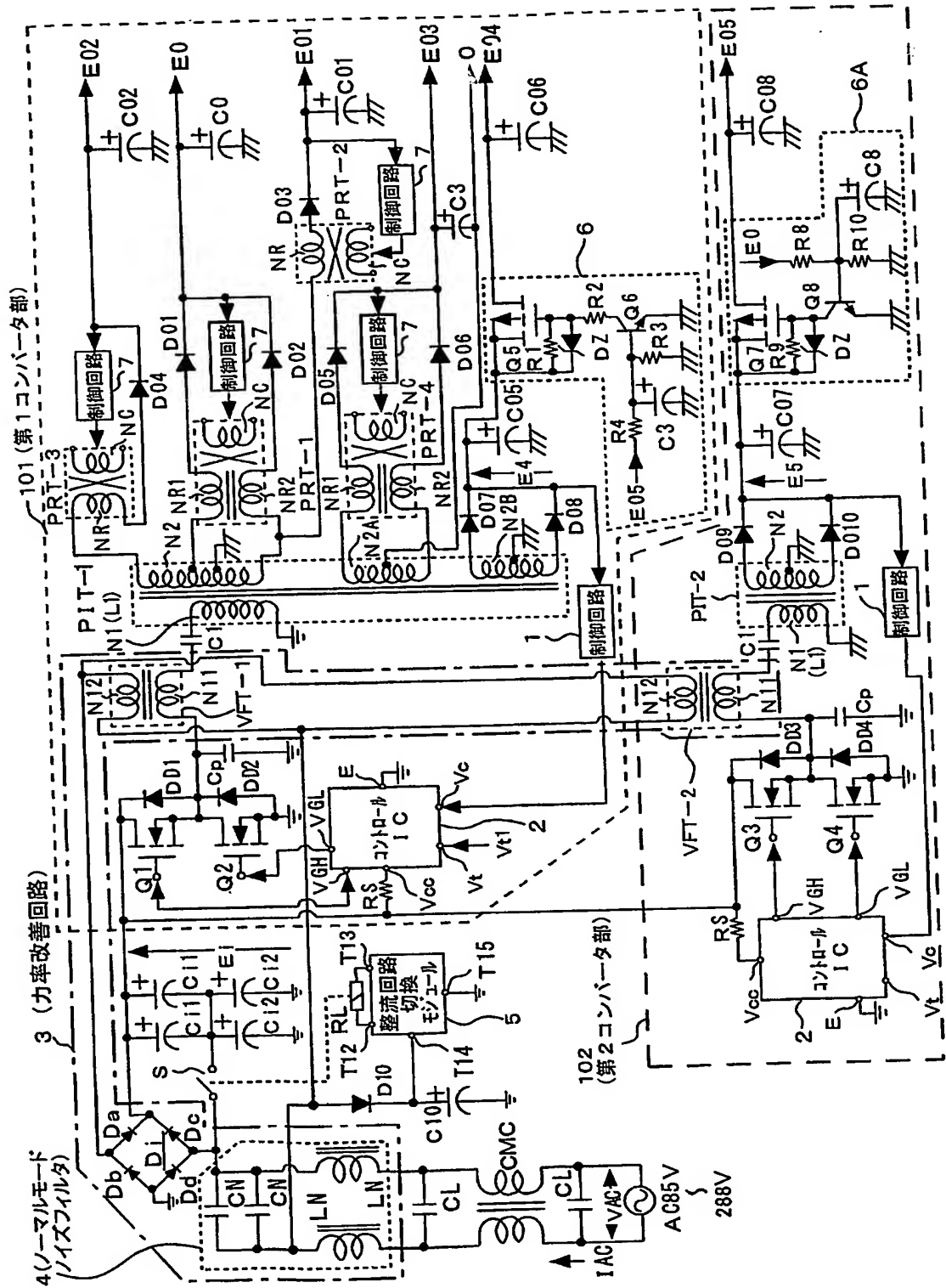
【図 4】



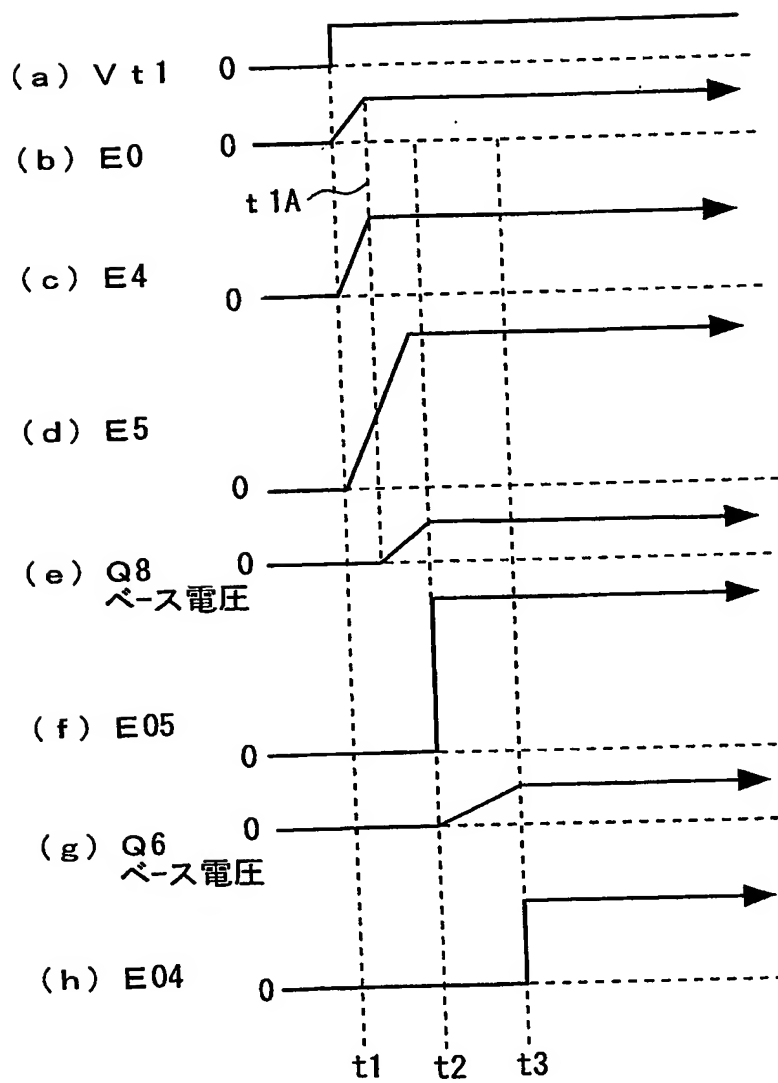
【図 5】



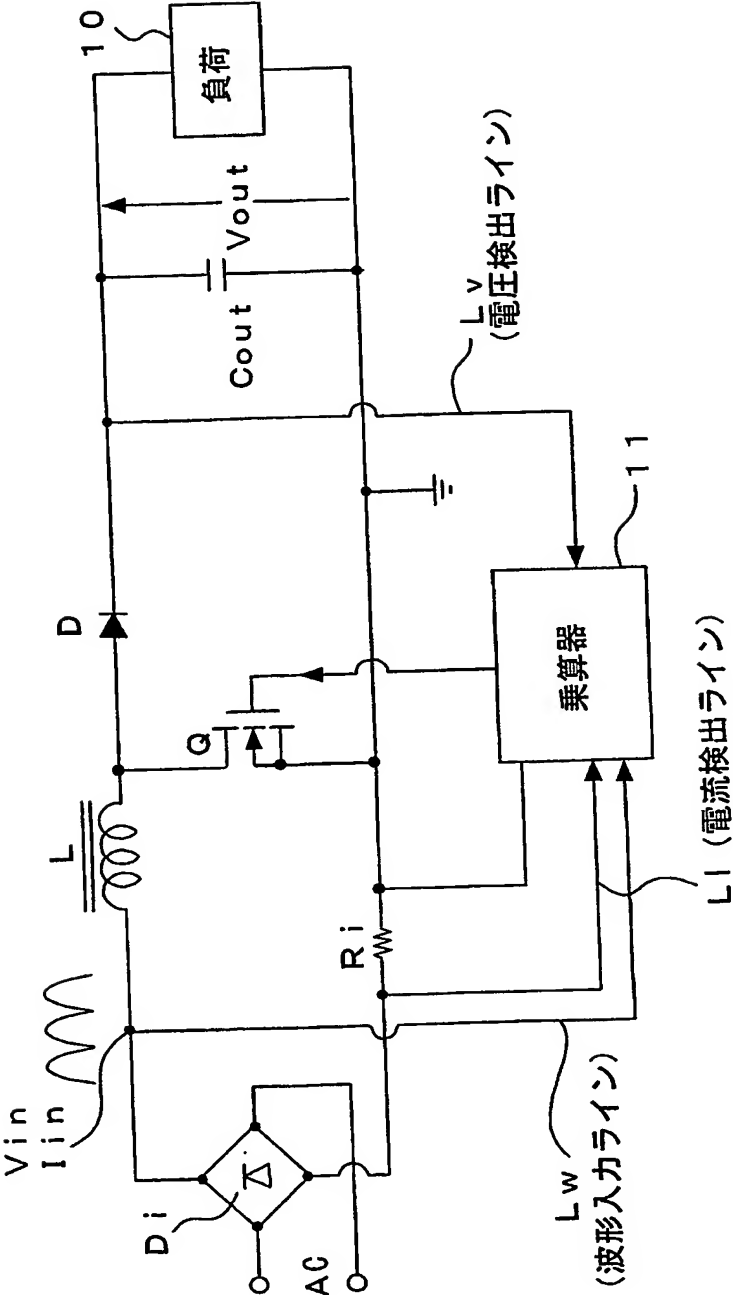
【図6】



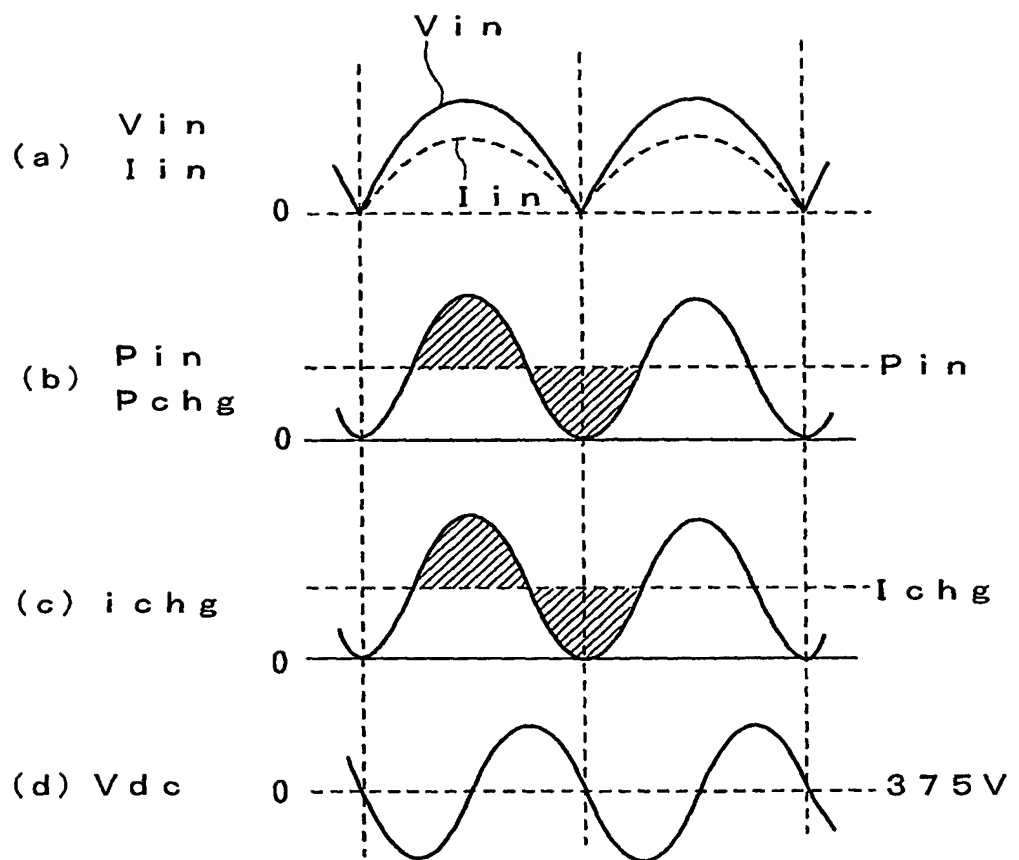
【図 7】



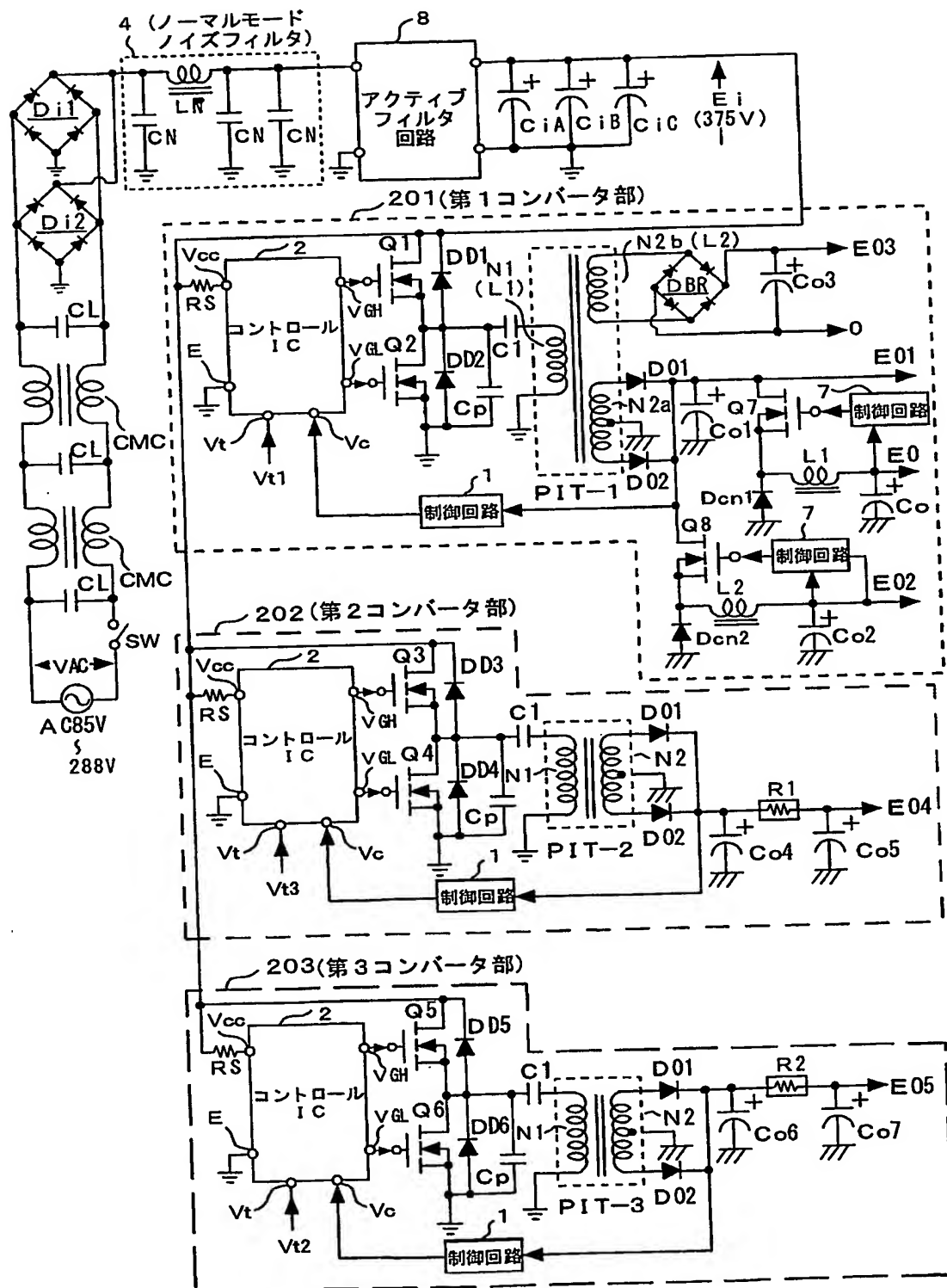
【図 8】



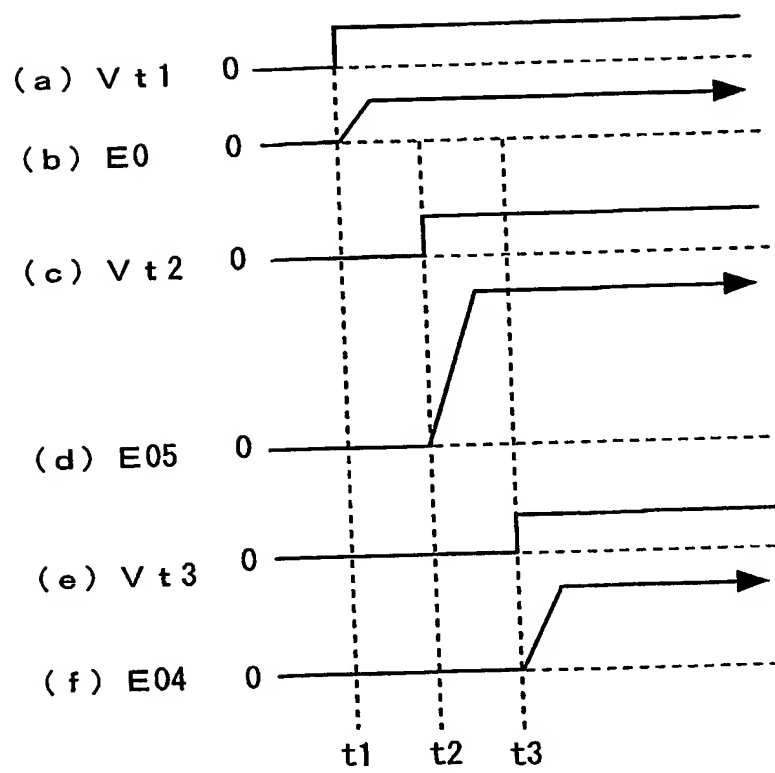
【図 9】



【図 1 1】



【図12】



【書類名】 要約書**【要約】**

【課題】 力率改善機能を備えるワイドレンジ対応のスイッチング電源回路として、コストダウン及び回路の小型軽量化を図る。また、二次側直流出力電圧の立ち上げ順の段階数に対してコンバータ部の数が少なくなるようにして、この点でも回路の小型軽量化及び低電力損失などが図られるようにする。

【解決手段】 整流平滑電圧 E_i を直流入力電圧として入力して動作するスイッチングコンバータ（第1、第2コンバータ部101、102）を複数備える。このスイッチングコンバータは、ハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータに対して、部分共振電圧回路を組み合わせた複合共振形コンバータである。そして、直流入力電圧（ E_i ）を生成する整流回路については、AC150V以下では倍電圧整流回路で、AC150V以上では全波整流回路となるように切り換え制御を行う構成とする。力率改善は、力率改善用トランス（疎結合トランスVFT）によって、各複合共振形コンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して、整流ダイオードにより整流電流を断続させ、これにより交流入力電流の導通角を拡大させることで行う。また、二次側直流出力電圧の立ち上げ順制御は、整流電流経路に挿入したDCスイッチ回路6を、所定の立ち上げ信号の入力に応じてオンからオフに切り換えるようにする。

【選択図】 図2

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-349482
受付番号	50301677950
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成 15 年 10 月 17 日

< 認定情報・付加情報 >

【特許出願人】

【識別番号】

000002185

【住所又は居所】

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 35 号

【氏名又は名称】

ソニー株式会社

【代理人】

申請人

【識別番号】

100086841

【住所又は居所】

東京都中央区新川 1 丁目 27 番 8 号 新川大原ビル 6 階

【氏名又は名称】

脇 篤夫

【代理人】

【識別番号】

100114122

【住所又は居所】

東京都中央区新川 1 丁目 27 番 8 号 新川大原ビル 6 階 脇特許事務所

【氏名又は名称】

鈴木 伸夫

特願 2003-349482

出願人履歴情報

識別番号

[000002185]

1. 変更年月日
[変更理由]
住所
氏名

1990年 8月30日
新規登録
東京都品川区北品川6丁目7番35号
ソニー株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.